

Philips Technisch Tijdschrift

BEHANDELENDE TECHNISCHE VRAAGSTUKKEN

SAMENHANGENDE MET DE PRODUCTEN, WERKWIJZEN EN ONDERZOEKINGEN
VAN DE N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN

REDACTIE: HET NATUURKUNDIG LABORATORIUM DER N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN, EINDHOVEN

OOZAKEN VAN SPANNINGS- EN STROOMFLUCTUATIES

door C. J. BAKKER.

621.396.645.3 : 621.396.822

Voor het optreden van spontane stroom- en spanningsfluctuaties in versterkers bestaan in principe slechts twee oorzaken: de thermische beweging van de elektrische lading in geleiders en de beweging van vrije electronen in versterkerbuizen. Deze „geruisbronnen” van versterkers, welke reeds herhaaldelijk in dit tijdschrift zijn besproken, worden hier opnieuw behandeld op grond van nieuwe inzichten, welke inmiddels zijn verkregen. Speciaal wordt gewezen op de beteekenis van cosmische verschijnselen voor de stroomfluctuaties in antennes en op de storende werking van de influentiestroom, welke door de emissiefluctuaties van de kathode in het stuurrooster van een versterkerbuis worden opgewekt. Deze twee verschijnselen kunnen vooral van belang zijn in ontvangtoestellen voor korte golven.

Reeds herhaalde malen werd in dit tijdschrift de aandacht gevestigd op de zwakke spontane stroom- en spanningsfluctuaties, welke in elke elektrische schakeling optreden¹⁾. Deze stroom- en spanningsfluctuaties kunnen aanleiding geven tot ongewenste verschijnselen, wanneer ze optreden in een apparatuur of een onderdeel van een apparatuur, waarin met buitengewoon kleine stroom- en spanningen wordt gewerkt, bijv. een microfoon, een fotocel, of de antenne en de ingangsschakeling van een radio-ontvangtoestel. In dit laatste geval is de uitwerking van de spontane stroom- en spanningsfluctuaties algemeen bekend: ze geven aanleiding tot een continu geluid, dat men gewoonlijk het ruisen van de ontvanger noemt.

Als oorzaken voor het ruisen van ontvangers werden in de boven aangehaalde artikelen aangegeven de weerstanden en de versterkerbuizen, welke in de schakeling aanwezig zijn. In de drie jaren, die sinds het verschijnen van deze artikelen zijn verstreken, zijn nu omtrent de spontane stroom- en spanningsfluctuaties in dergelijke schakelementen nieuwe inzichten gewonnen, welke speciaal van belang blijken te zijn bij ontvangst op korte golven. Aangezien het bestrijden van het eigen geruis van het toestel bij korte-golf-ontvangers een van de voornaamste constructieproblemen blijkt te vormen, willen wij op grond van deze

nieuwe inzichten de spannings- en stroomfluctuaties in weerstanden en electronenbuizen opnieuw bespreken, terwijl de gevolgen en de bestrijding van de gevolgen, die deze fluctuaties voor de werking van ontvangtoestellen hebben, in een volgend artikel in dit tijdschrift zullen worden behandeld.

Spannings- en stroomfluctuaties in weerstanden

De spannings- en stroomfluctuaties, welke in weerstanden optreden, zijn op te vatten als een thermisch verschijnsel: de min of meer beweeglijke elektrische lading, welke zich in het inwendige van een weerstand bevindt, wordt niet alleen door een aangelegde spanning in beweging gebracht, maar neemt bovendien deel aan de thermische moleculaire beweging, evenals dit bijv. microscopisch kleine deeltjes doen, welke in een vloeistof worden gesuspenderd (Brownsche beweging). Deze beweging van de lading uit zich als een onregelmatig verlopende stroom, waarvan men door thermodynamische overwegingen kan aantonen, dat hij in zijn sterkte en zijn karakter geheel bepaald is door de grootte van de weerstand en door de temperatuur, terwijl de aard van de weerstand (bijv. kool- of draadweerstand) er niets toe doet²⁾.

²⁾ De thermodynamische beschouwingen komen in wezen hierop neer, dat twee weerstanden *A* en *B*, die dezelfde temperatuur bezitten, parallel geschakeld worden gedacht: de door *A* opgewekte spanningsfluctuaties moeten dan de weerstand *B* even sterk verwarmen, als de door *B* opgewekte fluctuaties het doen met de weerstand *A*. Anders zou nl. een temperatuurverschil ontstaan, hetgeen in strijd zou zijn met de grondwetten van de thermodynamica. Zie hierover ook het eerste in noot ¹⁾ aangehaalde artikel.

¹⁾ M. Ziegler, De oorzaken voor het ruisen in versterkers, Philips techn. T. 2, 136, 1937; De bijdrage van de versterkerbuizen tot het ruisen van versterkers, Philips techn. T. 2, 329, 1937; Het ruisen van ontvangtoestellen, Philips techn. T. 3, 193, 1938.

Ontleedt men de spontane stroomfluctuaties in componenten met verschillende frequentie, dan vindt men een continu spectrum, waarin alle frequenties even sterk voorkomen, dwz. elke frequentieband Δf levert eenzelfde bijdrage tot de effectieve stroomsterkte, onafhankelijk van de frequentie f zelf. De kwadratisch gemiddelde waarde van deze stroombijdrage wordt gegeven door de formule

$$\overline{i_R^2} = \frac{4 k T}{R} \Delta f, \dots \dots (1)$$

waarin $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ wattsec/graad de constante van Boltzmann voorstelt, T de absolute temperatuur ($^{\circ}\text{K}$), R de weerstand in ohm en f de frequentie in per/sec. De formule bepaalt de fluctuatiestroom in ampere, die optreedt, wanneer de weerstand kortgesloten is. Veelal interesseert men zich voor de fluctuatiespanning v_R tussen de uiteinden van een open weerstand. Deze hangt met i_R samen volgens $v_R = R i_R$, dus

$$\overline{v_R^2} = 4 k T R \Delta f \dots \dots (1a)$$

Om eenig idee te geven van de orde van grootte van de fluctuaties beschouwen we een weerstand van 10^5 ohm. Bij kamertemperatuur en een frequentieband van 10^4 per/sec levert verg. (1) een effectieve stroomsterkte

$$\sqrt{\overline{i_R^2}} = 4 \cdot 10^{-11} \text{ A,}$$

terwijl uit verg. (1a) spanningsfluctuaties volgen ten bedrage van

$$\sqrt{\overline{v_R^2}} = 4 \mu\text{V.}$$

Tot zoover zijn de fluctuatieverijnselen ook in het boven aangehaalde artikel over de oorzaken voor het ruisen van versterkers besproken. Wanneer we nu de resultaten gaan toepassen op werkelijk uitgevoerde schakelingen, doen zich verschillende vragen voor, waarop het antwoord niet zonder meer voor de hand ligt. Een eerste vraag is de volgende. Eén van de weerstanden, welke door hun spanningsfluctuaties een belangrijke storing kunnen veroorzaken, is de weerstand van de afgestemde trillingskring, welke tussen stuurrooster en kathode van de versterkerbuis wordt aangesloten (zie fig. 1). Wanneer we nu de spanningsfluctuaties op het rooster willen berekenen, welke weerstandswaarde moeten we dan nemen, de weerstand van de spoel (r), welke als de eigenlijke bron van de fluctuaties is te beschouwen, of de resonantie weerstand R_{LC} van de geheele L - C -kring (L/Cr), die tussen stuurrooster en kathode is geschakeld?

Het antwoord luidt, dat dit bij juiste uitvoering van de berekening onverschillig moet zijn. Daar de spanningsfluctuaties over een weerstand van bepaalde grootte onafhankelijk zijn van de aard

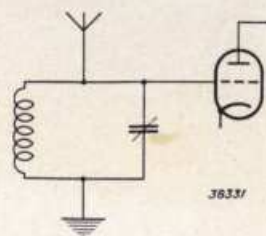


Fig. 1. Principeschakeling van een hoogfrequentieversterkertrap. Tussen kathode en stuurrooster is een hoogfrequente trillingskring geschakeld, welke voor de resonantiefrequentie als een weerstand kan worden opgevat.

van de weerstand, moeten de spanningsfluctuaties over de trillingskring in de omgeving van de resonantiefrequentie door de resonantie weerstand R_{LC} worden bepaald. Het gemiddelde kwadraat van de fluctuatiespanning moet dus de waarde

$$\overline{V_C^2} = 4 k T R_{LC} \Delta f \dots \dots (2)$$

bezitten. Het eerstgenoemde argument is echter eveneens juist: de bron van de fluctuaties is uitsluitend de serieweerstand r van de spoel, zie fig. 2 (andere dempingsoorzaken, zooals de demping van de condensator en de ingangsdemping van de buis, laten wij hier buiten beschouwing), en wanneer we in serie met de weerstand r een spanningsfluctuatie

$$\overline{v^2} = 4 k T r \Delta f$$

aannemen, dan moeten we eveneens tot het juiste resultaat komen.

Dat beide redeneeringen inderdaad equivalent zijn, wordt bevestigd door, uitgaande van de fluctuatiespanning over de weerstand r , de spanning op de trillingskring eenvoudig te berekenen. Wij beschouwen hiertoe van de fluctuaties een component met de willekeurige hoekfrequentie ω . De spanningsfluctuaties v sturen dan in de trillings-

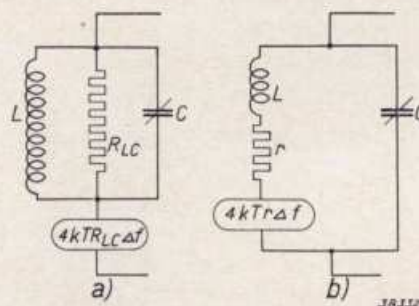


Fig. 2. a) Spanningsfluctuaties in serie met de weerstand R_{LC} van de trillingskring. b) Spanningsfluctuaties in serie met de weerstand r van de spoel. Wordt de demping van de trillingskring alleen door de weerstand r van de spoel veroorzaakt, dan zijn beide schema's equivalent.

kring een stroom rond, gegeven door:

$$i = \frac{v}{r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}$$

Deze stroom veroorzaakt tusschen stuurrooster en kathode van de versterkerbuis een wisselspanning

$$V_c = \frac{i}{j\omega C} = \frac{v}{(1 - \omega^2 LC) + j\omega rC}$$

en door hiervan het kwadratisch tijdsgemiddelde te nemen komt men tot het resultaat:

$$\overline{V_c^2} = 4kT \Delta f \frac{r}{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 r^2 C^2} \quad (3)$$

In het speciale geval van de resonantiefrequentie is $\omega^2 LC = 1$ en dus

$$\overline{V_c^2} = 4kT \Delta f \cdot \left(\frac{L}{Cr}\right)$$

De uitdrukking tusschen haakjes is de resonantie-weerstand R_{LC} van de trillingskring, zoodat verg. (2) wordt bevestigd.

In een frequentiegebied buiten de resonantiefrequentie geldt voor de parallelimpedantie van de trillingskring de formule

$$Z_{LC} = \frac{r + j\omega L \left(1 - \omega^2 LC - \frac{r^2 C}{L}\right)}{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 r^2 C^2} = X + jY$$

Het reële gedeelte hiervan komt overeen met de breuk in verg. (3). Hieruit volgt, dat de spanningsfluctuaties aan een trillingskring voor een willekeurige frequentie beschreven kunnen worden door de algemeene formule:

$$\overline{V_c^2} = 4kT X \Delta f, \dots \dots (4)$$

waarbij X het reële gedeelte van de kringimpedantie is.

Om verg. (4) te kunnen gebruiken, moet het frequentie-interval Δf zoo klein worden gekozen, dat binnen dit interval de kringimpedantie nog niet belangrijk verandert. Heeft men met een eindig frequentie-interval te maken, dan moet $X \Delta f$ door $\int X df$ worden vervangen. De exacte uitdrukking voor het gemiddelde kwadraat van de fluctuatiespanning wordt dan:

$$\overline{V_c^2} = 4kT \int_{f_1}^{f_2} X df = 4kT \frac{r}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{d\omega}{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 r^2 C^2}$$

Door invoeren van de resonantiefrequentie $1/\sqrt{LC} = \omega_0$ en van de symbolen $\omega/\omega_0 = x$ en $\omega^2 r^2 C^2 = a^2$ kan men deze formule overvoeren in:

$$\overline{V_c^2} = \frac{4kT}{C} \frac{a}{2\pi} \int_{x_1}^{x_2} \frac{dx}{(1 - x^2)^2 + a^2 x^2} \dots \dots (4a)$$

Het uitvoeren van de integratie is wat omslachtig, maar

levert geen principiele moeilijkheden op. De algemeene integraal luidt:

$$\frac{4kT}{C} \cdot \frac{a}{2\pi} \left[\frac{1}{2a} \operatorname{arctg} \frac{ax}{1 - x^2} + \frac{1}{4\sqrt{4 - a^2}} \ln \frac{x^2 + x\sqrt{4 - a^2} + 1}{x^2 - x\sqrt{4 - a^2} + 1} \right]_{x_1}^{x_2}$$

Wij willen nu twee speciale gevallen nader beschouwen: Ten eerste het uit een fysisch oogpunt interessante geval, dat de integraal over alle frequenties is uitgestrekt ($x_1 = 0$, $x_2 = \infty$), ten tweede het uit een technisch oogpunt meer belangwekkende geval, dat slechts een bepaald gebied aan weerskanten van de resonantiefrequentie een bijdrage levert.

In het eerste geval blijkt de boogtangens, die tusschen de haken voorkomt, een waarde π te bezitten, terwijl de tweede term tusschen de haken aan de grenzen 0 en ∞ geen bijdrage levert. Het resultaat is dus:

$$\overline{V_c^2} = \frac{4kT}{C} \frac{a}{2\pi} \frac{1}{2a} \cdot \pi = \frac{kT}{C} \dots \dots (4b)$$

De totale fluctuatiespanning op de condensator is dus onafhankelijk van de zelfinductie en de weerstand in de trillingskring.

Het resultaat had trouwens ook rechtstreeks langs thermodynamische weg kunnen worden afgeleid. Volgens de wet van equipartitie geldt voor de potentieele energie van de geladen condensator:

$$\frac{1}{2} C \overline{V_c^2} = \frac{1}{2} kT,$$

waaruit (4b) onmiddellijk volgt.

Wij willen nu overgaan tot het geval, dat slechts een beperkt frequentiegebied ter weerszijden van de resonantiefrequentie een bijdrage tot de fluctuatiespanning levert. De breedte van dit gebied is in het algemeen door de selectiviteit van de volgende trappen bepaald en kan bijv. zoodanig worden gekozen, dat het reële gedeelte van de kringimpedantie aan de grenzen van dit gebied tot de helft is gedaald.

Uit verg. (4a) ziet men, dat dan voor de grensfrequenties x_1 en x_2 de absolute waarde van $1 - x^2$ gelijk is aan ax . Het argument van de boogtangens in de algemeene integraal heeft dan aan de onderste grens de waarde -1 en aan de bovenste grens de waarde $+1$. De boogtangens bestrijkt dus een hoekgebied van 90° of $\pi/2$, nl. van -45° tot $+45^\circ$. De tweede term tusschen de haken blijkt in het belangrijke geval van een scherpe resonantiekromme ($a \ll 1$) wederom geen bijdrage te leveren. Het resultaat is dus:

$$\overline{V_c^2} = \frac{4kT}{C} \cdot \frac{a}{2\pi} \cdot \frac{1}{2a} \cdot \frac{\pi}{2} = \frac{kT}{2C} \dots \dots (4c)$$

De fluctuatie-energie in het door ons gekozen frequentiegebied is dus de helft van de totale fluctuatie-energie.

Voor praktische toepassingen heeft het voordeelen om verg. (4c) te schrijven in een vorm, welke nauwer aansluit bij verg. (4), nl.:

$$\overline{V_c^2} = 4kT \bar{X} \Delta f, \dots \dots (4d)$$

waarbij $\bar{X}$ de gemiddelde waarde van het reële gedeelte van de kringimpedantie in het door ons beschouwde frequentiegebied is. Door gebruik van de in het voorstaande aangegeven integraal kan men deze gemiddelde waarde gemakkelijk berekenen en vindt:

$$\bar{X} = \frac{\pi}{4} \left(\frac{L}{Cr}\right) = 0,78 R_{LC},$$

terwijl men voor het frequentiegebied, aan welks grenzen het reële gedeelte van de kringimpedantie tot de helft is gedaald, een breedte

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \frac{r}{L}$$

berekent. Door deze waarden van $\bar{X}$ en Δf in verg. (4d) te substitueeren, moet men weer formule (4c) verkrijgen. Men vindt dan inderdaad:

$$\overline{V_C^2} = 4kT \left(\frac{\pi}{4} \frac{L}{Cr} \right) \cdot \left(\frac{1}{2\pi} \frac{r}{L} \right) = \frac{kT}{2C}$$

Zijn de dempingsoorzaken niet in de zelfinductiespoel, maar in de condensator gelegen, dan vindt men in principe dezelfde resultaten. Voor dempingen, die veroorzaakt worden door de versterkerbuis, zijn echter afwijkende resultaten te verwachten, waarover verderop in dit artikel nog het een en ander zal worden meedeeld.

Stroomfluctuaties in de antenne

Een trillingskring, welke speciaal onze aandacht vraagt, is de antenne. Deze heeft een bepaalde, van de frequentie afhankelijke, impedantie, waarvan men het reële gedeelte gewoonlijk de stralingsweerstand van de antenne voor de desbetreffende frequentie noemt.

Ook deze stralingsweerstand zal volgens de algemeene wet (1a) zekere thermische spanningsfluctuaties moeten vertoonen. Hierbij rijst nu de vraag: Hoe groot is zijn temperatuur? Het is duidelijk, dat de temperatuur van de antennedraad niets te maken heeft met de fluctuaties in kwestie. De stralingsweerstand R_{ant} van de antenne beteekent fysisch, dat de antenne, wanneer men er een wisselspanning V_{ant} opzet, een vermogen

$$P = \frac{\overline{V_{\text{ant}}^2}}{R_{\text{ant}}}$$

dissipeert, dat in de ruimte wordt uitgestraald. Omgekeerd moeten de thermische spanningsfluctuaties hun oorsprong vinden in het feit, dat de ruimte met thermische straling (warmtestraling) is gevuld, welke door de antenne wordt opgevangen. Onderstelt men, dat in de ruimte evenwicht aanwezig is tusschen de straling en materie van een bepaalde temperatuur T , dan is de intensiteit en spectrale verdeling van de straling bekend. Men kan derhalve de door de straling veroorzaakte spanningsfluctuaties op de antenne berekenen en vindt, zooals ook te verwachten was, dat tusschen de stralingsweerstand en de spanningsfluctuaties van een antenne de algemeene betrekking

$$\overline{V_{\text{ant}}^2} = 4kT R_{\text{ant}} \Delta f$$

bestaat.

Hoe groot is nu de effectieve temperatuur T van de ruimte voor warmtestraling van radiofrequenties? De spanningsfluctuaties op een antenne maken het mogelijk om een experimenteel antwoord op deze vraag te geven. Proeven in deze richting,

uitgevoerd door Jansky en Reber³⁾, hebben nu tot zeer merkwaardige resultaten geleid. Het blijkt, dat de straling in het gebied van de hooge radiofrequenties (metergolven) hoofdzakelijk van cosmische oorsprong is en uit de melkweg schijnt te komen. In plaats van een temperatuur van eenige graden absoluut, zooals men voor het heelal zou verwachten, vindt men echter een temperatuur van ongeveer 10 000 °K.

Op grond van theoretische onderzoeken³⁾ kan men als vrijwel zeker aannemen, dat de straling, welke het ruisen van de antenne veroorzaakt, afkomstig is van de interstellaire materie, die het melkwegstelsel opvult met een gewichtconcentratie, overeenkomende met ongeveer 1 waterstofatoom per cm³. De dikte van de laag is ongeveer 50 000 lichtjaren. Onder de inwerking van het sterrenlicht wordt deze materie grootendeels geïoniseerd in electronen en positief geladen deeltjes. De onregelmatige beweging van de electronen als gevolg van hun onderlinge afstooting en hun aantrekking door de positieve deeltjes heeft een straling tot gevolg, sterk genoeg om de waargenomen verschijnselen hieruit in principe te begrijpen. Een afdoende verklaring zal echter pas mogelijk worden, wanneer meer gegevens omtrent de interstellaire materie ter beschikking zullen staan.

Spannings- en stroomfluctuaties in versterkerbuizen

De stroomen in een versterkerbuis vinden hun oorsprong in de thermische emissie van een verhitte kathode. Beschouwt men dit proces, dan verwacht men onmiddellijk fluctuatiesverschijnselen, in verband met het feit, dat de uittredende negatieve lading uit electronen, dus uit deeltjes bestaat, en derhalve telkens in bepaalde porties van $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ coulomb wordt geëmitteerd.

Het aantal electronen, dat door het kathodeoppervlak in een tijdsinterval van gegeven lengte wordt geëmitteerd, zal niet altijd precies hetzelfde zijn, maar toevallige schommelingen om een bepaalde gemiddelde waarde vertoonen, evenals bij een regen het aantal druppels, dat op een bepaalde plek op straat terecht komt, niet in elke seconde precies even groot is. Wanneer men onderstelt, dat

³⁾ K. G. Jansky, A note on the source of interstellar interference, Proc. Inst. Rad. Eng. **23**, 1158, 1935. G. Reber, Cosmic static, Proc. Inst. Rad. Eng. **28**, 68, 1940; Astrophys. J. **91**, 621, 1940. Voor theoretische beschouwingen omtrent deze straling zie: H. A. Kramers, Theory of the continuous X-ray spectrum, Phil. Mag. **46**, 836, 1923; A. S. Eddington, Diffuse matter in interstellar space, Proc. Roy. Soc. **111**, 424, 1926. J. A. Gaunt, Continuous absorption, Trans. Phil. Roy. Soc. **229**, 163, 1930. L. C. Henyey en P. C. Keenan, Interstellar radiation from free electrons and hydrogen atoms, Astrophys. J. **91**, 625, 1940.

alle uitgezonden electronen de anode bereiken, kan men de schommelingen, die de anodestroom tengevolge van deze fluctuaties ondergaat, gemakkelijk berekenen. Voor het uitvoeren van deze berekening kunnen wij weer verwijzen naar het in noot ¹⁾ aangehaalde artikel over de oorzaken van het ruisen in versterkers. De berekening leidt tot het resultaat, dat de stroomvariatiën, evenals de thermische stroomfluctuaties in een weerstand, een continu spectrum met constante amplitude beslaan. Het kwadratisch gemiddelde van de stroomfluctuaties i_k is gegeven door de formule

$$\overline{i_k^2} = 2 e I_k \Delta f, \dots \dots \dots (5)$$

waarin I_k de gemiddelde emissiestroom van de kathode voorstelt ⁴⁾.

Met de in de practijk voorkomende waarden $I_k = 30 \text{ mA}$, $\Delta f = 10\,000 \text{ per/sec}$ wordt bijv. $\sqrt{\overline{i_k^2}} = 10^{-8} \text{ A}$. Men noemt deze door het corpusculaire karakter van de elektrische lading veroorzaakte stroomfluctuaties gewoonlijk het hageleffect van de versterkerbuizen.

Door metingen aan een diode kan men de formule voor het hageleffect trachten te toetsen. Kiest men de anodespanning voldoende hoog, dan is inderdaad aan de conditie voldaan, dat elk electron, dat de kathode verlaat, op de anode terecht komt. Men spreekt dan van de verzadigingstoestand van de diode, daar de anodestroom bij een verdere verhooging van de anodespanning niet meer oploopt. In deze verzadigingstoestand vindt men verg. (5) nauwkeurig bevestigd. De in de vergelijking optredende constante e kan uit metingen van het hageleffect zoo nauwkeurig worden afgeleid, dat dit als een van de beste methodes mag worden beschouwd om de lading van het electron te bepalen.

Anodestroomfluctuaties in versterkerbuizen

Bij de gebruikelijke versterkerbuizen (trioden en pentoden) kiest men de anodespanning en de roosterspanningen zoo laag, dat van een verzadiging geen sprake kan zijn. Anders zou het immers onmogelijk zijn om de anodestroom door variatie van de stuurroosterspanning te regelen. Het blijkt nu, dat de stroomfluctuaties in de normale bedrijfs-toestand van de versterkerbuizen belangrijk kleiner zijn, dan men volgens verg. (5) zou verwachten. Kwalitatief is dit gemakkelijk in te zien. De elec-

tronen, welke zich tijdens het bedrijf van de buis tusschen kathode en stuurrooster bevinden (ruimtelading) oefenen een afstootende werking op alle electronen, welke de kathode willen verlaten. Hierdoor wordt een gedeelte van de uittredende electronen naar de kathode teruggedreven, zoodat de anodestroom veel kleiner is dan de emissie van de kathode. Wanneer nu de kathode-emissie fluctueert, zoodat op een bepaald moment een grooter aantal electronen wordt geëmitteerd, dan gemiddeld het geval is, dan wordt ook de ruimtelading sterker en keert een grooter percentage van de uittredende electronen naar de kathode terug. De ruimtelading vereffent dus de stroomfluctuaties. Ervaringsgegevens over deze vereffening bij de gebruikelijke versterkerbuizen werden reeds eerder in dit tijdschrift gegeven ⁵⁾. De vereffening werd uitgedrukt door een „ruischfactor” F , die aangeeft de verhouding tusschen de werkelijk optredende stroomfluctuaties en de stroomfluctuaties, welke men volgens het hageleffect zou verwachten. In een formule uitgedrukt:

$$F^2 = \frac{\overline{i_k^2}}{2 e I_k \Delta f} \dots \dots \dots (6)$$

De volgens deze uitdrukking proefondervindelijk bepaalde waarde van F^2 is bij de gebruikelijke versterkerbuizen altijd kleiner dan 1 en bedraagt in vele gevallen slechts eenige procenten.

Wij willen nu iets dieper ingaan op de theoretische grondslagen voor het vereffenen van de stroomfluctuaties door de ruimtelading.

Theorie van de onderdrukking der anodestroomfluctuaties door de ruimtelading

Een eenvoudige beschouwing, die het begrijpelijk maakt, dat de stroomfluctuaties bij aanwezigheid van een ruimtelading in eerste benadering verdwijnen, is mogelijk aan de hand van de door Langmuir ⁶⁾ gegeven theorie van de ruimtelading. Langmuir berekende voor een diode met een vlakke kathode en een vlakke anode de anodestroom per eenheid van oppervlak, welke bij een gegeven anodespanning kan vloeien, wanneer het niet de emissie van de kathode, maar de afstootende werking van de ruimtelading is, die de stroomsterkte begrenst. Het resultaat is de bekende betrekking:

$$I_k = \frac{1}{18 \pi e} \frac{m}{d^2} \left(\frac{2e}{m} V_a \right)^{3/2} \dots \dots \dots (7)$$

⁴⁾ Dit resultaat geldt slechts voor frequenties, waarbij de trillingstijd nog eenige malen grooter is dan de looptijd der electronen tusschen kathode en anode. Over de stroomfluctuaties bij nog hogere frequenties zie S. Ballantine, J. Franklin Inst. **206**, 159, 1928.

⁵⁾ Zie het tweede in noot ¹⁾ aangehaalde artikel.

⁶⁾ I. Langmuir, Phys. Rev. **2**, 450, 1913; **21**, 419, 1923.

waarin e weer de lading en m de massa van het electron is. V_a is de anodespanning en d de afstand tusschen kathodeplaat en anodeplaat.

Het belangwekkende aan deze formule is, dat de verzadigingsstroom I_s van de kathode in het resultaat niet voorkomt. Vanzelfsprekend geldt het resultaat alleen, wanneer I_s veel grooter is dan I_k .

Daar de emissie in het resultaat niet voorkomt, begrijpt men ook direct, dat toevallige fluctuaties van de emissie de grootte van de overgaande stroom niet kunnen beïnvloeden. Wanneer de formule van Langmuir exact juist was, zou men dus zelfs een algeheele onderdrukking van de stroomfluctuaties verwachten. Zooals reeds werd gezegd, is de experimenteel gevonden onderdrukking inderdaad zeer sterk. Een zeker resteffect blijft echter altijd bestaan en wijst er op, dat de hier gegeven beschouwing van de stroombegrenzing door ruimtelading nog wat te sterk geschematiseerd is en niet geheel overeenkomt met de werkelijkheid.

Door een eenvoudige verbetering van de berekening is het mogelijk, het resteffect te verklaren en te berekenen. Bij het afleiden van verg. (7) is nl. iets verwaarloosd door te onderstellen, dat de electronen zonder beginsnelheid uit de kathode treden. Doordat de electronen in werkelijkheid een zekere beginsnelheid hebben, wordt de ruimtelading in de nabijheid van de kathode iets zwakker, zoodat de door de ruimtelading voorgeschreven grens van de stroomsterkte iets grooter zal zijn.

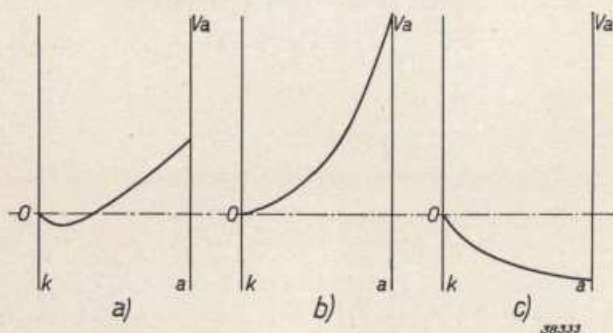


Fig. 3. Potentiaalverloop tusschen kathode k en anode a van een diode, a) voor de normale bedrijfstoestand, b) voor zeer hoge anodespanningen, c) voor zeer lage (negatieve) anodespanningen. In de normale bedrijfstoestand vertoont de potentiaal tusschen kathode en anode een minimum.

De wijze, waarop de ruimtelading de stroomsterkte begrenst, is in fig. 3a aanschouwelijk voorgesteld. Tusschen kathode en anode ontstaat tengevolge van de ruimtelading een potentiaalminimum. Tusschen de kathode en dit minimum bevindt zich een de electronen remmend veld, dat slechts overwonnen kan worden door die electronen, waarvan de beginsnelheid boven een bepaalde waarde is gelegen. De overige electronen

keeren naar de kathode terug. Verder ziet men uit de figuur, dat dit minimum zoowel voor zeer hoge anodespanningen (3b) als voor voldoende negatieve anodespanningen (3c) verdwijnt. In deze grensgevallen verdwijnt inderdaad de regelende werking van de ruimtelading en krijgt men het onverzwakte hageleffect terug.

De correctie voor de beginsnelheid is in de berekening van Langmuir gemakkelijk aan te brengen. Men vindt dan in eerste benadering voor de stroomsterkte:

$$I_k = I_k \left(1 + \frac{3\bar{u}}{\sqrt{\frac{2e}{m} V_a}} \right), \dots (8)$$

waarin $\bar{u}$ de gemiddelde uittreesnelheid van de electronen in een richting loodrecht op de kathode voorstelt.

Deze snelheid is door thermische oorzaken bepaald; ze komt ongeveer overeen met de snelheid, die de electronen zouden bezitten in een gas, dat de temperatuur T_k van de kathode heeft. Zooals bekend mag worden ondersteld, is de gemiddelde kinetische energie van een atoom of electron in een gas gelijk aan $\frac{1}{2} kT_k$ per graad van vrijheid, zoodat $\bar{u}^2$ van de orde van grootte van kT_k/m is.

Evenals alle thermische verschijnselen vertoont ook de uittreesnelheid zekere fluctuaties, en deze vormen de reden, waarom de anodestroom niet volkomen constant is. Beschouwen we een bepaald klein tijdsinterval τ , dan zal de gemiddelde snelheid $\bar{u}_\tau$ van de in dat tijdsinterval uittredende electronen in het algemeen van $\bar{u}$ verschillen. Stellen we $\bar{u}_\tau - \bar{u} = \delta u$, dan bedragen volgens verg. (8) de stroomfluctuaties:

$$\bar{i}_k^2 = I_k^2 \frac{9 \delta u^2}{(2e/m) V_a}, \dots (9)$$

De fluctuaties van de uittreesnelheid der electronen zijn van dezelfde orde van grootte als de uittreesnelheid zelf. Wanneer in de tijdsintervallen τ telkens één electron zou uittreden, dan zou δu^2 evenals $\bar{u}^2$ ongeveer kT_k/m bedragen. Is n_τ het gemiddeld aantal electronen, dat per tijdsinterval τ uittreedt, dan is de fluctuatie van de gemiddelde snelheid van deze n_τ electronen een factor n_τ kleiner, zoodat men kan schrijven:

$$\delta u^2 = a \frac{kT_k/m}{n_\tau} = a \frac{kT_k/m}{I_k \tau / e}, \dots (10)$$

waarbij a een numerieke factor is, welke de orde van grootte van 1 heeft. Een exacte berekening levert: $a = 2 (1 - \pi/4) = 0,429$.

De kwadratische snelheidsfluctuaties van de

electronen zijn dus evenredig met de kathodetempera-
tuur T_k en omgekeerd evenredig met het speci-
fieke tijdsinterval τ . Dit is precies hetzelfde ver-
band, als men ook voor de thermische stroomfluc-
tuaties in een weerstand zou vinden, wanneer men
deze niet voor een bepaalde frequentieband, maar
voor een bepaald tijdsinterval zou beschouwen.
Omgekeerd kunnen wij ook in de formule voor de
snelheidsfluctuaties overgaan van het tijdsinterval τ
naar een frequentieinterval Δf . Een eenvoudige
harmonische analyse leert, dat men hiertoe alleen
 $1/\tau$ door $2 \Delta f$ behoeft te vervangen ⁷⁾. Men vindt
dus voor de snelheidsfluctuaties van de uittredende
electronen

$$\overline{\delta u^2} = 2 a \frac{k T_k / m}{I_k / e} \Delta f$$

en door dit in verg. (9) in te vullen, verkrijgt men
onmiddellijk de anodestroomfluctuaties

$$\begin{aligned} \overline{i_k^2} &= I_k^2 \frac{9}{(2 e / m) V_a} 2 a \frac{k T_k / m}{I_k / e} \Delta f = \\ &= 9 a k T_k \frac{I_k}{V_a} \Delta f. \quad \dots \quad (11) \end{aligned}$$

Het meest opvallende aan dit resultaat is, dat de
eigenschappen van het electron (lading en massa)
uit de eindformule volkomen zijn verdwenen. De
stroomfluctuaties van een diode, waarvan de
anodestroom door ruimtelading wordt begrensd,
zijn blijkbaar een thermisch verschijnsel. De hier-
voor gevonden betrekking lijkt sterk op die voor de
thermische stroomfluctuaties van een weerstand
(verg. 1), daar het quotient V_a / I_k als de inwendige
weerstand van de diode kan worden beschouwd.
Voor praktische toepassingen heeft het voordeelen
om in de plaats van het quotient V_a / I_k de steilheid
 $S = dI_k / dV_a$ van de diode in te voeren. Daar de
anodestroom met de $3/2$ -macht van de anode-
spanning verloopt, is

$$S = \frac{3}{2} \frac{I_k}{V_a}, \text{ en dus wordt}$$

$$\overline{i_k^2} = 0,644 \cdot 4 k T_k S \Delta f \quad \dots \quad (12)$$

Tenslotte kunnen wij de fluctuaties weer uit-
drukken door de in vergelijking (6) gedefinieerde

⁷⁾ Dezelfde overgang van tijdsintervallen τ naar frequentie-
intervallen Δf werd vroeger in dit tijdschrift uitgevoerd
voor het hageleffect, waarbij men resp. de formules:

$$\overline{i_k^2} = \frac{e I_k}{\tau} \text{ en } \overline{i_k^2} = 2 e I_k \Delta f$$

verkrijgt. Zie hierover het eerste in noot ¹⁾ aangehaalde
artikel.

ruischfactor. Wij vinden dan door combinatie van
(6) en (11):

$$F^2 = \frac{9 a k T_k}{2 e V_a}.$$

F is dus evenredig met $1/\sqrt{V_a}$.

Het resultaat geldt slechts voor anodespanningen,
waarvoor de tijdens de berekening ingevoerde
benaderingen geoorloofd zijn. Dit is slechts het
geval, wanneer V_a niet te laag is, maar anderzijds
nog voldoende ver onder de verzadigingswaarde
 V_s is gelegen. Ligt de anodespanning buiten dit
interval, dan wordt de berekening veel moeilijker
en kan slechts numeriek worden uitgevoerd ⁸⁾.

Fig. 4 geeft voor een speciaal geval een grafische
voorstelling van het resultaat. Het gebied, waarvoor
onze benaderingen gelden, is door stippellijnen
aangegeven. Men ziet, dat buiten dit gebied de
ruischfactor sterk oploopt; voor negatieve anode-
spanningen en anodespanningen groter dan V_s
heeft de ruischfactor de waarde 1.

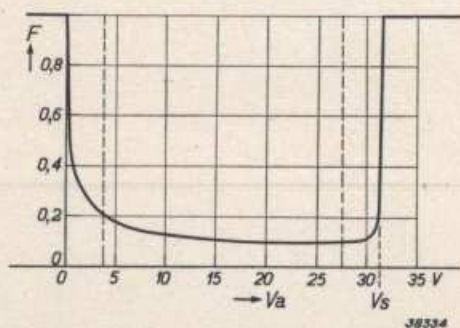


Fig. 4. Ruischfactor F als functie van de anodespanning.
In het gedeelte tusschen de gestippelde lijnen is het verloop
berekend volgens verg. (12), terwijl in de nabijheid van $V_a = 0$
en $V_a = V_s$ numerieke berekeningen zijn toegepast.

De resultaten zijn experimenteel goed bevestigd.
Bij het uitvoeren van metingen aan een diode vindt
men weliswaar gewoonlijk grotere waarden dan de
theorie levert, daar door de anode electronen worden
gereflecteerd, welke de veldverdeling storen en
daardoor bijkomstige stroomfluctuaties veroor-
zaken. Gebruikt men echter een triode, dan treden
deze moeilijkheden niet op.

Past men de verg. (11) en (12) toe op een triode,
dan moet de anodespanning worden vervangen door
de „effectieve stuurspanning” V_{eff} in het roostervlak.
Deze stuurspanning kan bijv. met behulp van de
formule van Langmuir uit de anodestroom wor-
den berekend. De grootheid S in verg. (12) is nu
gedefinieerd door dI_k / dV_{eff} , dus de verandering van
de anodestroom met de stuurspanning. Blijft de
anodespanning constant, dan is de verandering

⁸⁾ E. Spenke, Wiss. Veröff. Siemens Werke 16, 19, 1937.

van de stuurspanning kleiner dan de potentiaalverandering van de roosterdraden zelf, daar de anodepotentiaal in het roostervlak eveneens werkzaam is. De in verg. (12) te gebruiken waarde S is derhalve grooter dan de gemeten steilheid van de triode, het verschil kan bijv. een factor 2 bedragen.

Andere fluctuatiesverschijnselen in trioden

De spontane fluctuaties van de stroom, die uit de kathode treedt, zijn niet alleen van belang door hun rechtstreeksche uitwerking op de anodeketen, maar ook door het feit, dat de wisselende stroom bij het passeeren van de negatieve stuurroosterdraden een wisselende elektrische lading op het stuurrooster influenceert. Daar tusschen stuurrooster en kathode in het algemeen een zeer hoge impedantie aanwezig is, kan de stuurroosterstroom, welke met de fluctuaties van de stuurroosterlading overeenkomt, aanleiding geven tot aanmerkelijke spanningswisselingen. Deze wisselingen veroorzaken op hun beurt weer fluctuaties van de anodestroom. Deze fluctuaties blijken bij korte golven een zeer belangrijke bijdrage tot het geruis van ontvangstoestellen te kunnen leveren en vragen derhalve onze aandacht⁹⁾.

De negatieve lading Q , welke tusschen de elektroden van een versterkerbuis aanwezig is, is gegeven door het product van de stroomsterkte I_k en de looptijd τ_{ka} van de electronen tusschen kathode en anode. Deze lading geeft aanleiding tot een even groote positieve influentielading, welke over de verschillende elektroden wordt verdeeld; een bepaald gedeelte q hiervan bevindt zich dus ook op het stuurrooster. Vertoont de stroomsterkte I_k bepaalde fluctuaties i_k , dan fluctueert de ruimtelading $I_k \tau_{ka}$ met een bedrag $i_k \tau_{ka}$ en voor de fluctuaties van de lading op het stuurrooster kan men dus schrijven:

$$\delta q = \alpha i_k \tau_{ka},$$

waarin α een factor kleiner dan 1 is.

Bij versterkerbuizen van de gebruikelijke constructie vindt men, dat de influentielading op het stuurrooster in hoofdzaak afkomstig is van de electronen, die zich tusschen kathode en stuurrooster bevinden. Brengt men uitsluitend deze electronen in rekening door in plaats van de geheele looptijd τ_{ka} de looptijd τ_{kg} tot het stuurrooster in te vullen, dan berekent men in eerste benadering voor α de waarde $1/3$ en vindt dus de betrekking:

$$\delta q = \frac{1}{3} i_k \tau_{kg} \quad \dots \quad (13)$$

⁹⁾ C. J. Bakker, Physica 8, 23, 1941.

Wij willen nu de stroomfluctuaties, evenals in het voorafgaande, ontbonden denken in componenten van verschillende frequentie, en wij willen slechts die componenten beschouwen, waarvoor de hoekfrequentie in de nabijheid van een bepaalde waarde ω is gelegen. De variatie δq geeft dan aanleiding tot een stuurroosterstroom ter grootte van

$$i_g = \frac{1}{3} j \omega \tau_{kg} i_k, \quad \dots \quad (14)$$

en voor de gemiddelde kwadratische stroomfluctuaties verkrijgt men dus:

$$\overline{i_g^2} = \overline{i_k^2} \frac{1}{9} \omega^2 \tau_{kg}^2.$$

Vult men hierin $\overline{i_k^2}$ in volgens verg. (12), dan verkrijgt men:

$$\overline{i_g^2} = \frac{1}{9} 0,644 \cdot 4 k T_k S \Delta f \cdot \omega^2 \tau_{kg}^2. \quad \dots \quad (15)$$

Tenslotte kan men het resultaat vereenvoudigen door gebruik te maken van het feit, dat de looptijd van de electronen niet alleen aanleiding geeft tot de zoojuist berekende roosterstroom, maar ook tot een demping van de roosterketen. De verklaring en berekening van deze „electroneningsdemping” werd reeds eerder in dit tijdschrift geschetst¹⁰⁾. Men vindt hiervoor het resultaat:

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{20} S \omega^2 \tau_{kg}^2.$$

Wij noemen de aldus berekende waarde van R_e de electroneningsweerstand van de buis. Door de electroneningsweerstand in verg. (15) te substitueeren, vindt men

$$\overline{i_g^2} = \frac{20}{9} \cdot 0,644 \cdot \frac{4 k T_k}{R_e} \Delta f = 1,43 \frac{4 k T_k}{R_e} \Delta f. \quad (16)$$

Dit is dus weer een formule, welke sterk lijkt op die voor de thermische stroomfluctuaties van een

¹⁰⁾ De electroneningsdemping is als volgt te verklaren: Legt men tusschen stuurrooster en kathode van een versterkerbuis een roosterwisselspanning van niet al te hooge frequentie, dan komt in fase hiermee een wisselende lading op het rooster te staan, hetgeen zich uit in een capacatieve roosterstroom, welke 90° in fase vóór is bij de rooster-spanning. Bij zeer hooge frequentie moet men echter in aanmerking nemen, dat de lading op het stuurrooster gedeeltelijk bestaat uit de influentielading van de electronen tusschen stuurrooster en kathode. Deze influentielading volgt de spanningsvariatiën met een zekere vertraging, die bepaald is door de looptijd der electronen. Het gevolg is een faseverschuiving van de influentiestroom, die hierdoor niet meer zuiver capacatief blijft, maar een reële component verkrijgt, in fase met de aangelegde spanning. De berekening van deze component, de electroneningsdemping, vindt men geschetst in Philips techn. T. 1, 176, 1936.

weerstand. Wij meenen echter, dat het numerieke verschil (in dit geval de factor 1,43) essentieel is en duidelijk doet uitkomen, dat wij hier niet met een verschijnsel te maken hebben, dat langs thermodynamische weg zou kunnen worden afgeleid.

De roosterstroomfluctuaties zijn bepaald door de kathodetemperatuur T_k , welke ongeveer een factor 4 hoger is dan de kamertemperatuur. Samen met de factor 1,43 vindt men dus, dat de electronen-ingangsweerstand tenminste 5 maal zoo groote stroomfluctuaties veroorzaakt als een weerstand van dezelfde grootte, welke uitwendig tusschen kathode en stuurrooster wordt geschakeld. Bij zeer hoge frequenties is de electronen-ingangsdemping $1/R_e$ vaak grooter dan de demping $1/R_{LC}$ van de parallel hiermee geschakelde trillingskring. De spontane stroomfluctuaties in de roosterketen kunnen dan de belangrijkste storingsbron van het ontvangtoestel vormen.

Het resultaat, verg. (16), werd getoetst door proeven met een versterkerbuis van het type EF 50. Zooals men ziet in fig. 5, zijn de roosterstroomfluctuaties $\overline{i_g^2}$ inderdaad evenredig met de electronen-ingangsdemping $1/R_e$; beide verlopen evenredig met ω^2 , zooals de theorie doet verwachten. Ook de absolute grootte van de gemeten stroomfluctuaties stemt met de berekende waarden goed overeen (zie tabel I).

Tabel I

Berekende en gemeten waarden van de roosterstroomfluctuaties $\overline{i_g^2}$ voor de drie in fig. 5 aangegeven bedrijfstoestanden van de penthode EF 50.

I_a (mA)	$\overline{i_g^2}$ (Amp. ²)	
	gemeten	berekend
1,20	$1,9 \cdot 10^{-41} \omega^2 Af$	$1,6 \cdot 10^{-41} \omega^2 Af$
4,15	$4,8 \cdot 10^{-41} \omega^2 Af$	$4,5 \cdot 10^{-41} \omega^2 Af$
9,60	$9,3 \cdot 10^{-41} \omega^2 Af$	$7,4 \cdot 10^{-41} \omega^2 Af$

ω hoekfrequentie, f frequentie, beide in sec^{-1} .

Stroomfluctuaties in buizen met meer dan een positieve electrode

a) Verdeelingsfluctuaties

In moderne ontvangtoestellen is de eerste versterkerbuis vrijwel altijd een schermroosterbuis, dwz. een buis, welke behalve het stuurrooster nog een schermrooster bevat. Het schermrooster, dat tusschen stuurrooster en anode is geplaatst, bevindt zich op een constante positieve potentiaal en zorgt op deze wijze, dat veranderingen van de anodespanning geen (ongewenschte) veranderingen van het potentiaalveld in de omgeving van het stuurrooster veroorzaken.

De electronen, welke van de kathode naar de anode overgaan, moeten dus behalve het stuurrooster ook het schermrooster passeeren. Daar dit laatste zich op een positieve potentiaal bevindt, wordt hierbij een gedeelte van de electronen door de roosterdraden opgevangen. Als gevolg hiervan treedt weer een hageffect op, dwz. zelfs wanneer het aantal electronen, dat per tijdsinterval τ naar

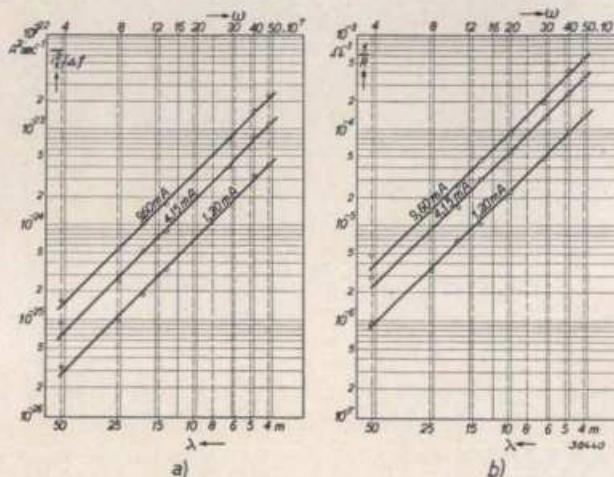


Fig. 5. a) Roosterstroomfluctuaties $\overline{i_g^2}$ (*), b) ingangsdemping $1/R$ van een penthode EF 50 als functie van de frequentie (de figuur geeft niet de electronen-ingangsdemping maar de totale ingangsdemping). De krommen zijn opgenomen voor drie verschillende instellingen van de buis, met respectievelijke anodestroom van 1,20 mA, 4,15 mA en 9,60 mA. Zoowel $\overline{i_g^2}$ als $1/R$ verlopen evenredig met ω^2 .

het schermrooster toe loopt, volkomen constant is, zal het aantal electronen, dat op de draden van het rooster terecht komt, in plaats van tusschen de draden door te gaan, toch zekere fluctuaties vertoonen. Hierdoor ontstaan stroomfluctuaties in de schermroosterketen en tevens — met tegengesteld teeken — in de anodeketen. Voor de grootte van deze fluctuaties, de zg. stroomverdeelingsfluctuaties, verwacht men bij benadering verg. (5) van het hageffect, dus

$$\overline{i_{g2}^2} = 2 e I_{g2} Af.$$

Dit resultaat geldt slechts, wanneer de kathodestroom geen fluctuaties vertoont en wanneer bovendien de schermroosterstroom I_{g2} klein is ten opzichte van de totale kathodestroom $I_k = I_{g2} + I_a$. Brengt men nog de kathodestroomfluctuaties, gegeven door een ruisfactor F , in rekening, dan vindt men voor de totale fluctuaties in de anodeketen de formule ¹¹⁾:

$$\overline{i_a^2} = 2 e \frac{I_a}{I_k} (I_{g2} + F^2 I_a) Af, \quad \dots (17)$$

waarbij de eerste term tusschen de haakjes op de

*) In de figuur staat abusievelijk $\overline{i_k^2}$.

¹¹⁾ C. J. Bakker, Physica 5, 581, 1938.

verdeelingsfluctuaties en de laatste term op de kathodestroomfluctuaties betrekking heeft.

Bij buizen van normale constructie kan de schermroosterstroom bijv. 20% van de anodestroom bedragen. De kwadratische stroomverdelingsfluctuaties $\overline{i_{g2}^2}$ bedragen dan eveneens ongeveer 20% van de stroomfluctuaties, welke de anodestroom in het geval van onverzwakt hageffect zou vertoonen. Nu hebben wij gezien, dat de kathodestroomfluctuaties door de ruimtelading op minder dan 10% van hun oorspronkelijke waarde kunnen worden verzwakt. De verdeelingsfluctuaties vormen dan de belangrijkste bron van geruischstoren in de anodeketen.

b) Fluctuaties tengevolge van secundaire emissie

Teneinde de steilheid dI_a/dV_{g1} van radiobuizen te vergroten, maakt men meer en meer gebruik van het verschijnsel der secundaire electronenemissie. Fig. 6 toont schematisch de opstelling der elektroden in een dergelijke buis. De stroom I_{prim} treft de hulpelektrode h , die met een secundair emitterend materiaal is bedekt. De stroom van secundaire electronen wordt opgevangen door de anode a . Deze stroom heeft een waarde $I_{\text{sec}} = \delta I_{\text{prim}}$, als δ het gemiddelde aantal secundaire electronen is,

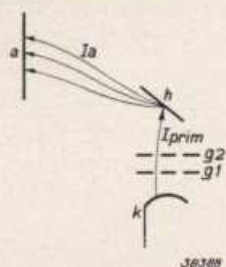


Fig. 6. Electrodenstelsel van een versterkerbuis met secundaire emissie.

dat per primair electron uit de hulpelektrode wordt vrijgemaakt.

Evenals de gelijkstroom wordt de steilheid met een factor δ vergroot. Daar de factor δ bijv. 4,5 kan bedragen, is dit geen onbelangrijke verbetering.

De fluctuaties van de anodestroom kunnen geschreven worden in de vorm:

$$\overline{i_a^2} = \overline{i_{\text{prim}}^2} \delta^2 + \overline{i_{\text{sec}}^2}, \dots \quad (18)$$

De eerste term van deze vergelijking geeft aan, dat de fluctuaties van de primaire stroom met een factor δ worden vergroot. De tweede term, $\overline{i_{\text{sec}}^2}$, wordt veroorzaakt door het feit, dat een primair electron, dat op de hulpelektrode aankomt, niet altijd even veel secundaire electronen vrijmaakt, maar dat ook in dit verschijnsel zekere fluctuaties optreden.

Het aantal secundaire electronen per primair electron kan beschreven worden door een statistische verdeling rondom een gemiddelde waarde. Zij $\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_m, \dots$ de kans, dat door een primair electron $0, 1, \dots, m, \dots$ secundaire electronen worden vrijgemaakt ($\sum_m \beta_m = 1$), dan is $\delta = \sum_m \beta_m m$.

Het ligt voor de hand, dat een primair electron, dat m secundaire electronen vrijmaakt, aanleiding zal geven tot een stroomfluctuatie, evenredig aan $m - \delta$. De absolute waarde van deze stroomfluctuatie i_m wordt gegeven door een uitdrukking, die veel gelijkenis vertoont met de bekende formule voor het hageffect, nl.:

$$\overline{i_m^2} = 2 e I_{\text{prim}} \beta_m (m - \delta)^2 \Delta f.$$

De totale fluctuatiebijdrage $\overline{i_{\text{sec}}^2}$ wordt verkregen door dit resultaat over alle waarden van m te sommeren. Schrijven wij verder voor de fluctuaties van de primaire stroom

$$\overline{i_{\text{prim}}^2} = 2 e I_{\text{prim}} F_{\text{prim}}^2 \Delta f,$$

dan wordt dus:

$$\overline{i_a^2} = 2 e I_{\text{prim}} [F_{\text{prim}}^2 \delta^2 + \sum_m \beta_m (m - \delta)^2] \Delta f. \quad (19)$$

Om deze formule toe te passen, zou men bij een gegeven materiaal en gegeven snelheid van de primaire electronen de waarschijnlijkheden β_m voor elke waarde van m moeten kennen. Een experimentele bepaling van deze waarschijnlijkheden is tot nu toe niet mogelijk. Uit metingen aan praktisch uitgevoerde buizen blijkt, dat de tweede term van verg. (19) van dezelfde orde van grootte kan zijn als de eerste term, zoodat de extra-stroomfluctuaties, die door de secundaire emissie te voorschijn worden geroepen, geen onbelangrijke bijdrage leveren tot de totale fluctuaties van de anodestroom.

De laatste betrekking vereenvoudigt zich sterk, indien de primaire stroom het zuivere hageffect vertoont¹²⁾, zoodat $F_{\text{prim}} = 1$. Dan is nl. volgens verg. (19):

$$\overline{i_a^2} = 2 e I_{\text{prim}} \left(\sum_m \beta_m m^2 \right) \Delta f, \dots \quad (20)$$

een betrekking, welke ook onmiddellijk te begrijpen is, door te overwegen, dat elke term van de som tusschen haken een anodestroom $I_{\text{prim}} \cdot \beta_m \cdot m$ voorstelt, welke uit porties van telkens m electronen bestaat, zoodat hij een bijdrage tot het hageffect zal leveren, overeenkomende met een elementaire lading $m \cdot e$.

¹²⁾ M. Ziegler, Physica 3, 1, 1936.

NIEUWE CONSTRUCTIE-PRINCIPES IN DE ELECTRO-ACOUSTISCHE INSTALLATIE VAN STUDIO'S

door F. de FREMERY en J. W. G. WENKE.

621.396.712.3 : 534.86

Het als aanvulling van het oude A.V.R.O.-studiogebouw in 1940 in gebruik genomen gebouw bezit een installatie, die op verschillende punten belangrijk afwijkt van het gebruikelijke. Het contact tusschen de uitvoerende kunstenaars en de technische instanties is hier nog nauwer gemaakt dan tot dusverre. De in de installatie voorkomende versterkers worden niet door een centrale batterij, maar ieder door een eigen ingebouwd voedingsapparaat gevoed. Door normalisatie van niveaus en impedanties der leidingen kon het aantal versterkertypen tot drie worden teruggebracht. Ingangen en uitgangen der versterkers kunnen door middel van kruisborden op de verschillende microfoons, regelaars, lijnen enz. worden geschakeld, waardoor met een betrekkelijk klein aantal versterkers alle in het bedrijf voorkomende schakelcombinaties kunnen worden verwezenlijkt.

In 1936 werd het groote studiogebouw van de A.V.R.O. te Hilversum in gebruik genomen, waarvan in dit tijdschrift destijds een beschrijving is gegeven¹⁾. Reeds enkele jaren later bleek het gebouw voor de zich sterk uitbreidende omroepwerkzaamheden niet meer voldoende, zoodat tot de bouw van een aanvullend nieuw studiogebouw werd overgegaan. Dit gebouw, dat twee concertstudio's bevat en dat in het vorige jaar werd voltooid, wijkt in de opzet aanzienlijk af van het oude gebouw. In het bijzonder zijn in de electro-acoustische installatie, die evenals in het oude gebouw door N.S.F.-Philips werd uitgevoerd, een aantal nieuwe principes toegepast, die de aandacht verdienen. De belangrijkste punten zullen in dit artikel worden besproken.

De bouw der regeltafels

In het bedrijf van een omroepstudio ligt van nature een zekere tweeslachtigheid: het gaat er (althans in de hoofdprogramma's) om artistieke prestaties, terwijl anderzijds zuiver technische kwesties zich op de voorgrond dringen. Denken we bijv. aan de uitzending van een concert, waarbij het geluid van verschillende deelen van het orkest en van eventuele solisten door verschillende microfoons wordt opgevangen. De verschillende microfoonbijdragen moeten dan afzonderlijk worden geregeld en in de juiste verhouding worden gemengd, en tevens moet de dynamiek van het geluid worden aangepast bij de mogelijkheden van de uitzending, dwz. de versterking van het geheel moet tijdens de uitvoering voortdurend worden bijgeregeld om de pianissimo's voldoende boven het natuurlijke storingsniveau (ruischen) uit te halen en in de fortissimo's niet de maximaal toelaatbare modu-

latiediepte te overschrijden²⁾. Terwijl nu de artistieke leiding bij den dirigent berust, is het gevaar niet denkbeeldig, dat zijn intenties door deze technische maatregelen teniet worden gedaan, bijv. de balans van orkest en solisten wordt verstoord of dynamische fijnheden worden weggeregeld.

Om dit te vermijden is, behalve natuurlijk een goede scholing van de mengende en regelende technici, ook een visueel contact tusschen deze en den dirigent gewenscht. In het oude A.V.R.O.-gebouw is hierin voorzien door glazen cabines (zg. bespiedingsruimten) bij de studio's, waarin de persoon is gezeten, die de bijdragen van de verschillende microfoons in de desbetreffende studio mengt. Het regelen van de geheele uitzending geschiedt dan op een regeltafel, die in een afzonderlijke kamer is opgesteld (fig. 1), en waarop behalve de contrôle-instrumenten (modulatiemeter en af-luister-luidspreker), de regelorganen en de noodige

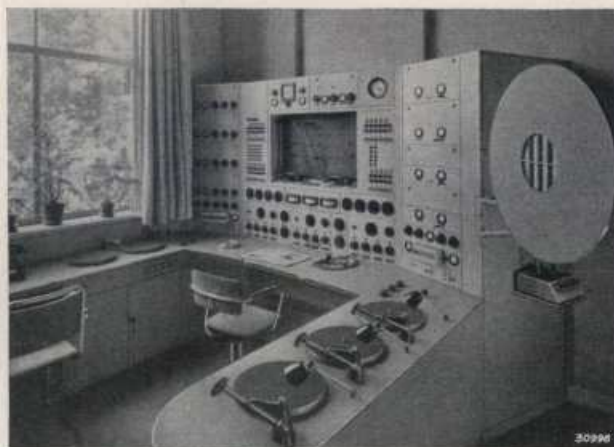


Fig. 1. Een centrale regeltafel uit het oude A.V.R.O.-studiogebouw. De persoon aan deze tafel heeft geen visueel contact met de studio. Behalve regelaars en contrôle-instrumenten zijn nog verschillende hulpinrichtingen op de tafel ondergebracht (gramofoons, versterkers, enz.).

¹⁾ De installatie van omroepstudio's, Philips techn. T. 4, 149, 1939.

²⁾ Zie bijv. R. Vermeulen, De verhouding van fortissimo en pianissimo, Philips techn. T. 2, 266, 1937.

signaleering, nog een reeks hulpinrichtingen zijn ondergebracht, zooals gramfoondraaitafels, versterkers, een klinkenveld voor het maken van de noodige verbindingen tusschen microfoons, regelorganen, lijn naar de zender, enz. Deze opstelling en de er mee corresponderende verdeling van functies tusschen de medewerkende technici was gekozen om een zoo veelzijdig mogelijk gebruik van de regeltafels te veroorloven, bijv. ook voor het uitzenden van hoorspelen, waarbij soms verschillende studio's samenwerken.

In het nieuwe studiogebouw, dat alleen voor de uitzending van concerten is bedoeld, kon nog meer nadruk worden gelegd op de samenwerking tusschen

hierin alléén de bedieningsorganen opgenomen, terwijl de reeds genoemde hulpinrichtingen van beide tafels gezamenlijk in een eigen ruimte (de „Technische Dienst”, zie fig. 2) zijn ondergebracht. Een nadere toelichting van de inrichting der regeltafels is in het onderschrift van fig. 3 gegeven.

De voeding der installatie

Globaal beschouwd, is de electro-acoustische installatie van een studiogebouw niets anders dan een combinatie van een groot aantal versterkers, die allerlei laagfrequente spanningen op verschillende niveaus aan regelaars, lijnen en luidsprekers moeten toevoeren. Zonder ons om de details van de schake-

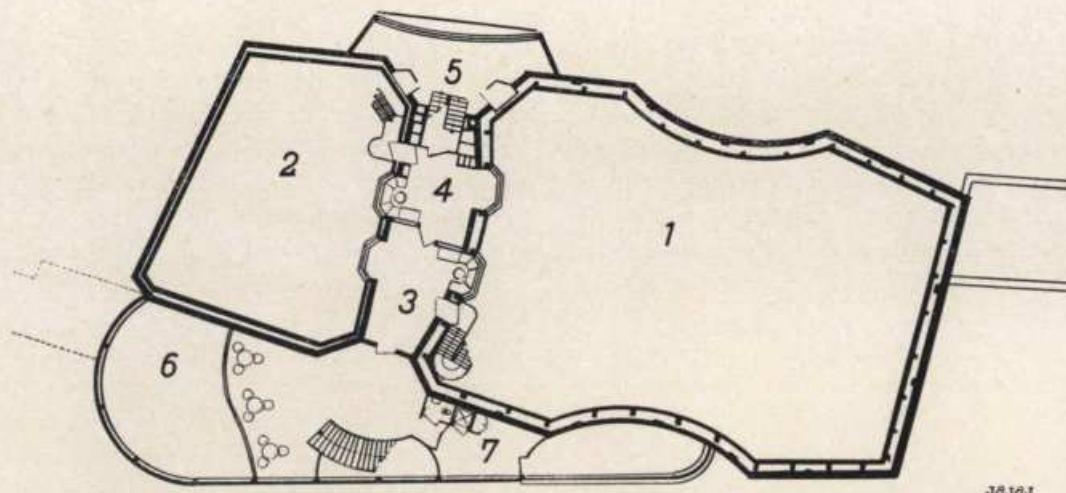


Fig. 2. Plattegrond van het nieuwe A.V.R.O.-studiogebouw, dat twee studio's bevat: een groote concertzaal (1) en een kleinere studio voor dansmuziek (2). Elke studio heeft een regeltafel. De beide regeltafels zijn ondergebracht in bespiedingsruimten (3,4) tusschen de beide studio's en hebben hierop een vrij uitzicht via driedubbele, acoustisch afdoend isoleerende glazen ramen. 5 = ruimte van de Technische Dienst, 6 = hal, 7 = dirigentenkamer. — De merkwaardige plattegrond van de groote concertzaal, die eenigszins aan het klanklichaam van een viool doet denken, is gekozen uit hoofde van acoustische overwegingen. Zooals men verder ziet, zijn de beide studio's uitgevoerd als geheel vrij in het eigenlijke gebouw staande doozen, met eigen muren en een aparte fundeering. Door deze scheiding tusschen studio en buitenwereld, die ook reeds in het oude studiogebouw der A.V.R.O. werd toegepast en die zoover als maar mogelijk is doorgevoerd, wordt een zeer goede acoustische isolatie verkregen. (De figuur is overgenomen uit „De 8 en Opbouw” II, 173, 1940.)

dirigent en technici. Voor elk der beide studio's (een groote concertzaal en een kleinere studio voor dansmuziek) is hier als het ware de bespiedingsruimte en de regeltafel gecombineerd, door de regeltafel zelf in visueel contact te brengen met de studio. Tevens wordt daarmee het mengen en het regelen, en de geheele leiding van de uitzending, vereenigd in de hand van één persoon, die door het rechtstreeksche contact met dirigent en orkest ten volle met de uitvoering kan meeleven. Hoe de regeltafels voor de beide studio's zijn ondergebracht, blijkt uit de plattegrond in fig. 2, terwijl fig. 3 de regeltafel weergeeft, die uitziet op de groote concertzaal (fig. 4). Om het uitzicht op de zaal geheel vrij te houden, is de tafel laag gebouwd en zijn

ling te bekommeren — voor de algemeene opzet van een studio-installatie kan naar het aangehaalde artikel¹⁾ worden verwezen — willen we hier een paar essentiële punten nader beschouwen. We beginnen met de voeding.

Het voeden van de vele versterkers, zoowel wat betreft gloeistroomen als anodespanningen, geschiedde totnogtoe meestal uit een centrale accumulatorenbatterij; zoo ook in het oude A.V.R.O.-gebouw. De daar opgestelde batterij was echter niet voldoende ruim gedimensionneerd om ook nog de installatie van het nieuwe gebouw te voeden, zoodat hier het voedingsprobleem opnieuw onder de oogen moest worden gezien.

Nu heeft een batterijvoeding op zichzelf ver-

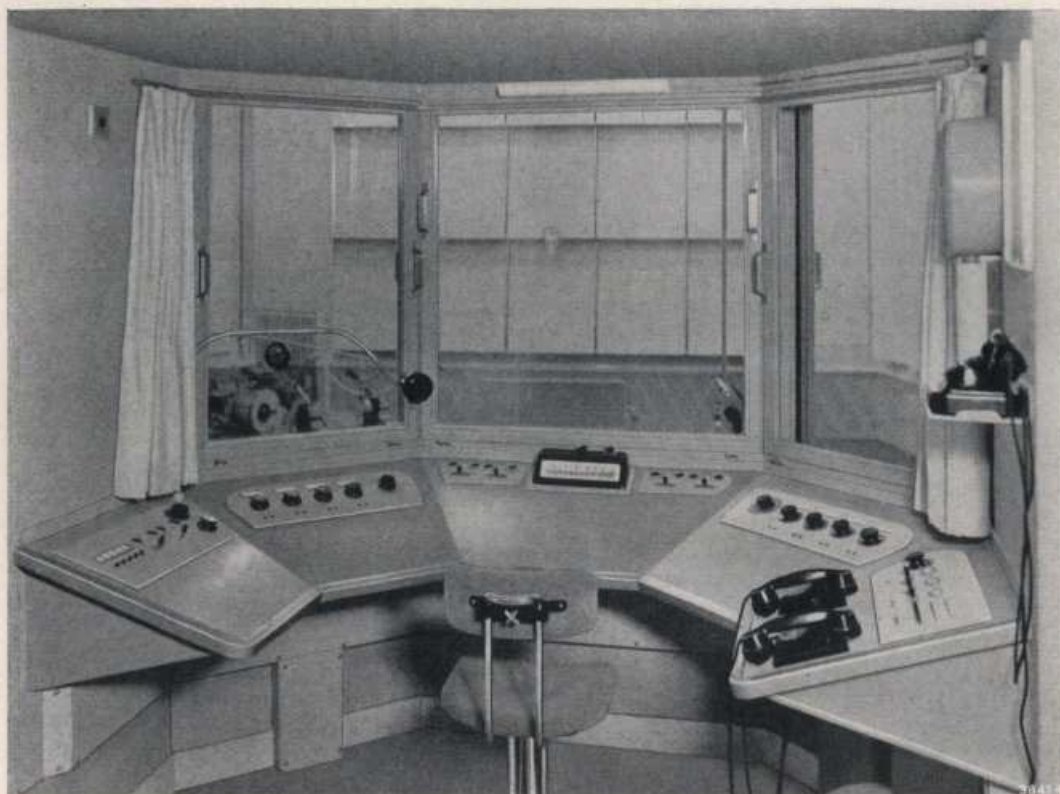


Fig. 3. Regeltafel voor de groote concertzaal. Doordat alle, bij de uitvoering niet rechtstreeks noodige hulpinrichtingen elders zijn ondergebracht (in de ruimte van de Technische Dienst, 5 in fig. 2), kon de tafel zoo worden ingericht, dat een onbelemmerd uitzicht op de zaal mogelijk is. Op de vijf hellende paneelen ziet men, van links naar rechts: 1) Sleutels en signaallampen voor verbindingen met het oude studiogebouw, een schakelaar en regelaar om de afluister-luidspreker (rechts boven) op verschillende studio's te kunnen aansluiten, een microfoon om commando's naar de studio te kunnen geven, en een stel knoppen, waarmee na het begin van de uitzending nog aanwijzingen op een licht-tableau aan den dirigent kunnen worden gegeven. 2) Een groep van vier microfoonregelaars voor het mengen van vier microfoonbijdragen, en een hoofdregelaar voor het regelen van het geheel. 3) Sleutels en signaallampen voor de signaleering in de beide studio's en de bijbehorende omroepcellen, en het aanwijsinstrument van de modulatiemeter, waarmee de piekspanningen in het programma worden gecontroleerd. 4) Wederom vier microfoonregelaars en een hoofdregelaar. 5) Telefoon toestellen, sleutels voor programmabijdragen van buiten het studiogebouw, bijv. voor het bijmengen van achtergrondgeluiden (zg. decor, dat hier o.a. uit een aparte studio van het oude studiogebouw kan worden geleverd), alsmede sleutels en knoppen voor signaleering naar de tweede regeltafel.

scheidene nadelen. Nog afgezien van de hooge installatiekosten en het gecompliceerde onderhoud, is het vooral de onderlinge koppeling der op de centrale batterij aangesloten versterkers, die zich onaangenaam doet gevoelen. Men kan de inwendige weerstand van de batterij bezwaarlijk zóó klein maken, dat de koppeling in voldoende mate beperkt wordt, en moet dus zijn toevlucht nemen tot het aanbrengen van ontkoppelkringen. Gezien de zeer lage frequenties (30 per/sec), die in de versterkers nog moeten worden verwerkt, moeten de ontkoppelkringen zeer groote zelfinducties bevatten³⁾, hetgeen wederom meebrengt, dat er bij het in- en uitscha-

kelen van een versterker aanzienlijke stroomstooten optreden, die in alle aangesloten versterkers aanleiding tot klik-storingen geven.

Bij deze „natuurlijke” nadelen van de batterijvoeding kwam in ons geval nog de overweging, dat het voor de betrekkelijk beperkte installatie van het nieuwe gebouw wel een zeer oneconomische oplossing was om weer een eigen centrale batterij op te stellen. Dit gaf de stoot om een andere oplossing van het probleem toe te passen, nl. het voeden van elke versterker afzonderlijk door een ingebouwd voedingsapparaat.

Dat deze oplossing, waarbij practisch alle koppelingen tusschen de versterkers wegvallen, in studio-installaties tot dusverre nog weinig is toegepast, vindt zijn reden hoofdzakelijk in de vrees voor het brommen, veroorzaakt door de 50 per/sec

³⁾ Bij telefoonnetten, waar hetzelfde probleem optreedt — overspreken tusschen de parallel op een batterij aangesloten microfoons —, heeft men het in dit opzicht veel gemakkelijker, daar hierbij slechts frequenties boven 300 per/sec practisch een rol spelen.



Fig. 4. Kijkje in de groote concertzaal. Men onderscheidt twee aan rails opgehangen microfoonhengels. Naast de plaats van den dirigent een verplaatsbaar signaalkastje met een licht-tableau, waarop de aan de regeltafel gezeten leider van de uitzending een aantal vaak terugkeerende aanwijzingen voor den dirigent kan geven. Rechts zg. decor-luidspreker voor het eventueele bijmengen van achtergrondgeluiden. — De talrijke paneelen in de wanden kunnen onder verschillende hoeken worden gesteld om de acoustiek van de zaal (geluidsverdeeling, nagalm) te beïnvloeden.

van het wisselstroomnet. Inderdaad is dit een niet te onderschatten moeilijkheid, vooral in het studio-bedrijf, waar alle versterkers de frequentie van 50 per/sec nog onverzwakt moeten kunnen doorlaten en ten deele zeer zwakke, dus voor storingen gevoelige, signalen optreden. Het probleem kon hier echter op bevredigende wijze als volgt worden opgelost:

Om het brommen in de vereischte mate te beperken, moeten vooral de wikkelingen van ingangs- en uitgangstransformator van elke versterker be-

schermd worden tegen inductie door spreidingskrachtlijnen van de voedingstransformator. Hier-voor zijn verschillende middelen toegepast. In de eerste plaats werkt de voedingstransformator met een lagere ijzerinductie, dwz. minder dicht bij de verzadiging, dan gewoonlijk wordt gedaan. Hierdoor heeft men een hogere permeabiliteit van het ijzer en dientengevolge minder spreiding. Bovendien is de voedingstransformator in een zware gietijzeren pot geplaatst, die de spreidingskrachtlijnen tracht op te zuigen en dus het naar buiten merkbare

veld nog sterker vermindert. Verder zijn in het versterkerpaneel de ingangs- en uitgangstransformator zoover mogelijk buiten het bereik van het veld van de voedingstransformator geplaatst. Dit is in fig. 5 goed te zien: de voedingstransformator is

elkaar in zijn geschakeld, is de resulterende spanning nul. Toch werkt de transformator voor een primaire stroom geheel normaal, want deze veroorzaakt een magnetisch veld, waarvan de krachtlijnen in de beide beenen van de kern in tegen-

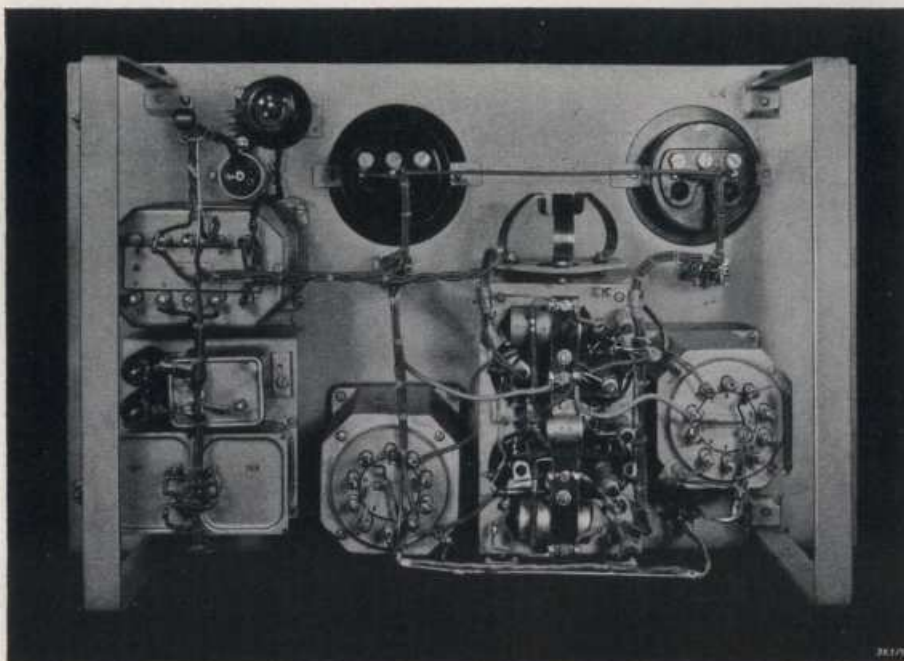


Fig. 5. Opstelling der onderdeelen in het paneel van een versterker. De voedingstransformator enerzijds (links) en de ingangs- en uitgangstransformator anderzijds (rechts en onder) zijn zoo ver mogelijk van elkaar verwijderd. Boven de voedingstransformator ziet men een „Starto“-buis (automatische aanloopweerstand⁴⁾, die de inschakelstroomstoot beperkt en daardoor klikken in naburige versterkers helpt verhinderen.

links boven ondergebracht, de ingangstransformator geheel rechts, de uitgangstransformator (die wegens de grootere signaalsterkte te dezer plaatse iets minder gevoelig voor het brommen is dan de ingangstransformator) ongeveer in het midden onderaan. Ook de ingangs- en uitgangstransformator zijn weer in afschermotten ondergebracht; daar het hier om afscherming van op zichzelf reeds zwakke velden gaat, is voor deze potten een legering gebruikt, die vooral bij lage inductie een hoge permeabiliteit bezit. Bovendien is voor de zeer gevoelige ingangstransformator binnen de pot nog een verdere afscherming van speciaal blik aangebracht, terwijl zijn wikkelingen „astatisch” zijn uitgevoerd, zie fig. 6. Hierdoor wordt de gevoeligheid voor uitwendige velden zeer gering. Een uitwendig veld geeft nl. in het algemeen in de twee beenen van de transformator kern krachtlijnen van dezelfde richting, in de twee helften van de secundaire wikkeling worden dus gelijkgerichte electromotorische krachten geïnduceerd, en daar de twee helften tegen

gestelde richting loopen, zoodat de geïnduceerde electromotorische krachten in de beide helften van de secundaire wikkeling bij elkaar opgeteld worden.

Ook aan de aarding werd ter vermindering van het brommen bijzondere aandacht besteed. Zoo zijn de transformatorpotten, die in zekere mate capacitief met de wikkelingen zijn gekoppeld,

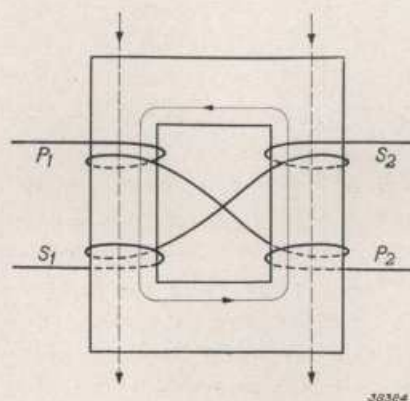


Fig. 6. Astatisch gewikkelde transformator. $P_1 P_2$ helften van de primaire, $S_1 S_2$ helften van de secundaire wikkeling. De primaire stroom veroorzaakt in de beide beenen van de kern tegengestelde krachtlijnen, een uitwendig veld daarentegen gelijkgerichte krachtlijnen (gestippeld).

⁴⁾ Zie P. C. van der Willigen, Philips techn. T. 1, 205, 1936.

electrisch niet met het paneel verbonden, waardoor de aardstroomen nog allerlei omwegen zouden kunnen maken, maar integendeel van het paneel geïsoleerd en door zoo recht mogelijke leidingen op een gezamenlijk aardpunt van de versterker aangesloten.

Door deze en andere maatregelen kon het brommen in ruimschoots voldoende mate worden onderdrukt. Een meting van de brom- en geruischspanning⁵⁾ leverde bijv. bij het hierna te noemen versterkertype *I* aan de uitgang een waarde van 0,5 mV, d.i. ca 70 db beneden het normale lijnniveau.

Normalisatie der versterkers

In oudere studio-installaties, ook in het oude A.V.R.O.-gebouw, worden voor iedere functie versterkers van een ander type toegepast; zoo heeft men daar microfoonvóórversterkers, gramfoonversterkers, programmaversterkers, scheidingsversterkers, afluisterversterkers, enz. De verschillen tusschen deze typen liggen in de geleverde versterking, de ingangsimpedantie, het uitgangsvermogen, en dergelijke.

Deze specialisatie en nauwe aanpassing van elke versterker bij een bepaald doel heeft zoowel voor de fabricage als voor het gebruik nadeelen. Voor de fabricage, omdat er zoo vele typen versterkers moeten worden gemaakt; voor het gebruik, omdat er zoo vele versterkers noodig zijn, waarvan meestal slechts enkele tegelijkertijd in werking behoeven te treden, en waarvoor ook de noodige reserves aanwezig moeten zijn. In ons geval, waar elke versterker nog een eigen voedingsapparaat moest bezitten, wogen deze nadeelen dubbel zwaar.

Daarom werd bij de nieuwe installatie overgegaan tot een normalisatie van de versterkers. Alle microfoonaansluitingen, gramfoonopnemers, regelaars zijn aangepast bij een ingangsimpedantie van 200 ohm van de aan te sluiten versterker; door deze een voor alle doeleinden voldoende hoge versterking te geven (60 db), kon hiervoor met één enkel type versterker (*I*) worden volstaan. Er zijn dan alleen nog twee verdere typen versterkers noodig voor het afluisteren van de uitzending op verschillende plaatsen met contrôleluidsprekers: een scheidingsversterker (*II*), die de afluisterlijnen op zoodanige wijze aftakt van de programmalijn (lijn naar de zender), dat schakelingen in de afluisterlijnen geen terugwerking op de programmalijn hebben, en die een voldoende groote ingangsimpedantie heeft (5000 ohm) om het niveau op de programmalijn niet aan te tasten; en een krachtver-

sterker (*III*), die het noodige vermogen voor het voeden van een luidspreker levert (7 W). In fig. 10, aan het slot van dit artikel, is te zien, hoe de drie versterkertypen worden toegepast.

Alle drie typen versterkers zijn tweetraps-balansversterkers. Door de balansschakeling kunnen alle leidingen symmetrisch ten opzichte van aarde worden gehouden, hetgeen een beperking van de mogelijke storingen medebrengt, en verder is dank zij de balansschakeling de niet-lineaire vervorming gering; de distorsiefactor bedraagt bij de versterkers van type *I* boven 100 per/sec ten hoogste 1%, beneden 100 per/sec ten hoogste 2%. Voor het controleren van de balans bevat elke versterkertrap een differentiaalmeter, die de verschilstroom der beide buizen aangeeft.

Kabelaanleg en kruisborden

Voor de fabricage is met de normalisatie der versterkers reeds zonder meer de gewenschte vereenvoudiging verkregen. Om hiervan ook voor het gebruik de vruchten te kunnen plukken, zijn de versterkers *I*, die voor verschillende taken in aanmerking komen, niet star in bepaalde lijnen opgenomen, maar zijn de ingangen en uitgangen van al deze versterkers op schakelborden bijeengebracht, waar alle gewenschte verbindingen kunnen worden gemaakt. Het aantal versterkers van type *I* kon daardoor tot het betrekkelijk kleine getal van 14 worden beperkt, waarbij tevens elke versterker als reserve voor elke andere kan dienen bij eventuele defecten. In fig. 7 ziet men de rekken, waarin deze 14 versterkers zijn ondergebracht.

Een belangrijke consequentie van deze centralisatie der versterkers is, dat de microfoons in de studio's nu geen in de onmiddellijke nabijheid geplaatste vóórversterkers bezitten, maar door een betrekkelijk lange leiding met de versterkers worden verbonden. Dit maakte het noodig om speciale aandacht te besteden aan het bestrijden van storingen van de zwakke microfoonspanningen. In de eerste plaats moest bij het ontwerpen van het studiogebouw in nog sterkere mate dan bij vroegere gebouwen er op worden toegezien, dat de routes van de „gevoelige” microfoonkabels zooveel mogelijk gescheiden werden gehouden van die der leidingen voor de lichtpunten, de huistelefoons, de signaleering, de electrische klokken enz. Een vlak ter hoogte van de vloer van de studio's is derhalve uitsluitend voor de microfoonleidingen gereserveerd; ook de microfoonaansluitingen bevinden zich op deze hoogte in de plinten van de studio's. Waar de microfoonleidingen zich van deze vloer moeten verwijderen, bijv. voor de verbinding met

⁵⁾ De metingen werden uitgevoerd met een zg. psophometer, die de frequentie-afhankelijkheid van de oorgevoeligheid in rekening brengt.

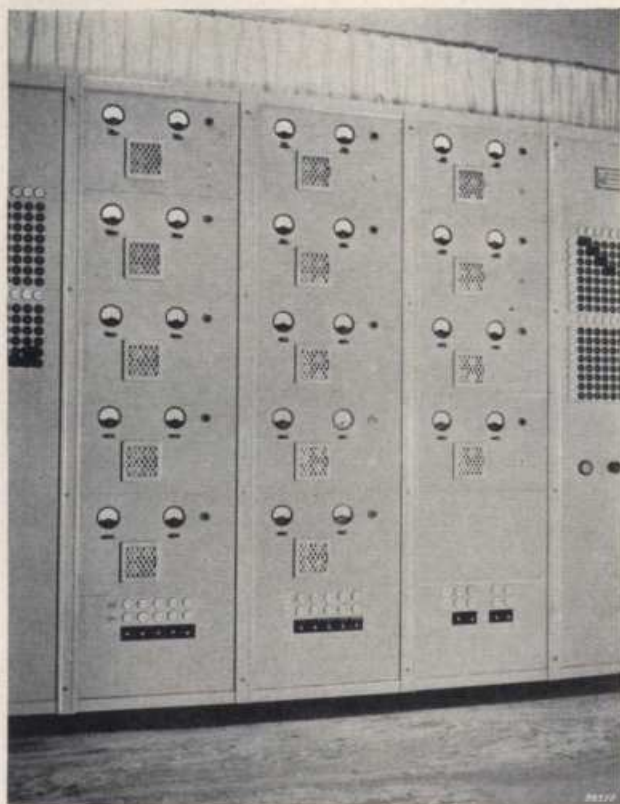


Fig. 7. Rekken in de ruimte van de Technische Dienst, waarin de 14 versterkers *I* zijn ondergebracht. Op het paneel van elke versterker ziet men de twee differentiaalmeters voor het controleren van de balans, en een deurtje, waardoor de buizen toegankelijk zijn.

de ophangpunten van de beide microfoonhengels in de groote concertzaal (fig. 4), zijn breede banen rondom de leidingen vrijgehouden. Alle leidingen zijn in doorlopende zorgvuldig gearde loodmantel uitgevoerd om een goede afscherming te krijgen.

In de tweede plaats vraagt het schakelen van de verschillende microfoonleidingen (14 in totaal) op de diverse versterkeringangen de aandacht. Het voor dergelijke gevallen meest gebruikte middel is het klinkenveld, waarbij elk der m uitgaande verbindingen door een klink is vertegenwoordigd, en waarbij ieder der n aankomende verbindingen eindigt in een snoer, dat door een stop op elk der m klinken kan worden aangesloten. Deze methode was in ons geval niet bruikbaar wegens het zeer lage niveau van de signalen, die hier bij de versterkeringangen optreden: de vrij hangende snoeren zouden hierbij te gemakkelijk aanleiding geven tot bewegingen in de contacten en diensgevolge tot kraakstoringen. Derhalve is hier een ander systeem toegepast, nl. het kruisbord. Men kan zich dit het eenvoudigst voorstellen als een stel van m horizontale en n verticale, elkaar kruisende rails. Elke horizontale rail is op een versterkeringang aangesloten, elke verticale rail op een microfoonlijn. Door een stop

kan op elk kruispunt van twee rails een verbinding hiertussen tot stand worden gebracht.

In werkelijkheid zijn de twee stellen rails vervangen door een tableau van zg. kruiseenheden, zie fig. 8. Elke kruiseenheid bevat twee „horizontale” en twee „verticale” contactbussen, die op de in fig. 8b geschetste wijze zijn doorverbonden. De stoppen, die in deze kruiseenheden worden gestoken (fig. 9), bevatten vier goed veerende contactpennen van speciale constructie, die twee aan twee verbonden zijn. Op deze wijze worden zeer goede en storingsvrije verbindingen verkregen. Om onderlinge beïnvloeding van niet met elkaar verbonden microfoonlijnen en versterkeringangen te vermijden, is in elke kruiseenheid tusschen de „horizontale” en de „verticale” contactbussen een afscherming aangebracht. Verder bevatten de kruiseenheden nog een aantal hulpecontacten (zie fig. 9), die door twee lange hulppennen van de stoppen in werking worden gesteld en die voor signaleering en vergrendeling gebruikt kunnen worden. Bijv. worden hiermee een reeks signaallampen bediend, die rondom het kruisbord zijn aangebracht (zie fig. 8): wordt op een kruispunt een stop ingestoken, dan

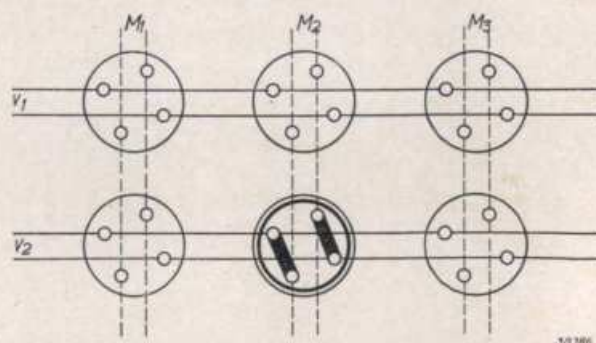
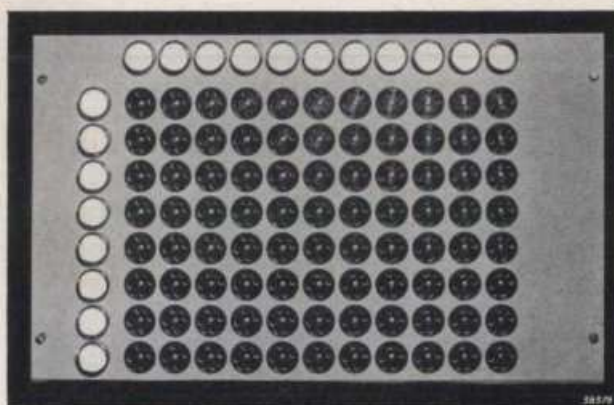


Fig. 8. a) Tableau van kruiseenheden, met signaallampen aan de uiteinden der horizontale en verticale rijen.

b) Wijze van verbinden van de contactbussen der kruiseenheden. M_1 , M_2 , M_3 , enz. gaan naar microfoons en dergelijke, V_1 , V_2 , enz. naar versterkeringangen. Een stop, ingestoken bijv. op het kruispunt van V_2 en M_2 , brengt de daar aangegeven verbindingen tot stand.

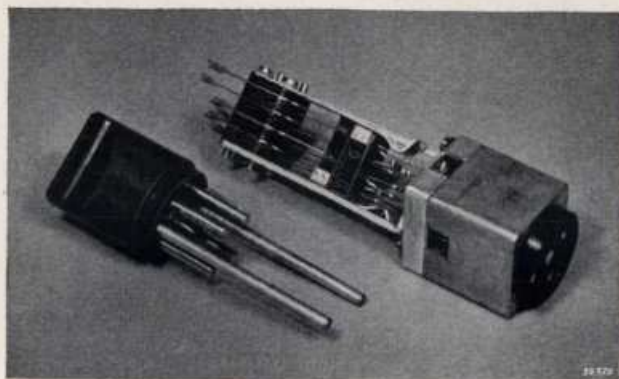


Fig. 9. Kruiseenheid (rechts) en stop (links). Op het lichaam van de kruiseenheid, die de twee van elkaar afgeschermden contactbussen bevat, ziet men de vergroepen van de hulpcontacten, die door de twee lange hulppennen van de stop worden bediend. De vier korte hoofdpennen van de stop zijn van een speciale goed veerende constructie.

lichten de lampen op de uiteinden van de betrokken horizontale en verticale rij op, ter aanduiding van de verkregen schakeling en ter waarschuwing, dat niet meer voor andere doeleinden van deze rijen gebruik mag worden gemaakt.

Ook de uitgangen van de 14 versterkers *I* zijn met de hierop aan te sluiten lijnen naar de regelaars, naar de controle-instrumenten, naar de zender enz.

samengebracht op een kruisbord. In fig. 7 ziet men, hoe het ingangs- en het uitgangskruisbord links en rechts naast de rekken met de 14 versterkers zijn aangebracht. De zoojuist beschreven signaleering is zoo uitgevoerd, dat bij het steken van een stop op het ingangskruisbord ook de lamp bij de desbetreffende horizontale rij van het uitgangskruisbord reeds zwak oplicht om het vinden van de juiste plaats voor het steken aldaar te vergemakkelijken en tevens weer aan te duiden, dat over de betrokken versterker niet meer vrij mag worden beschikt.

Tenslotte geven wij in fig. 10 nog een volledig overzicht van de installatie. Op de kruisborden zijn als voorbeeld de verbindingen gemaakt voor een uitzending, waarbij drie microfoons in de studio meewerken (hoofddregelaar H_1), terwijl door de grammofoonafel een acoustische achtergrond (decor) wordt geleverd, die via hoofddregelaar H_2 aan het programma kan worden bijgemengd. Tevens kan dit achtergrondgeluid dan via de regelaar R worden doorgegeven naar de studio zelf. Over de hoofddregelaar H_2 lopen ook de mededeelingen van de omroeper. Eenige bijzonderheden in fig. 10 zijn nog in het onderschrift verklaard.

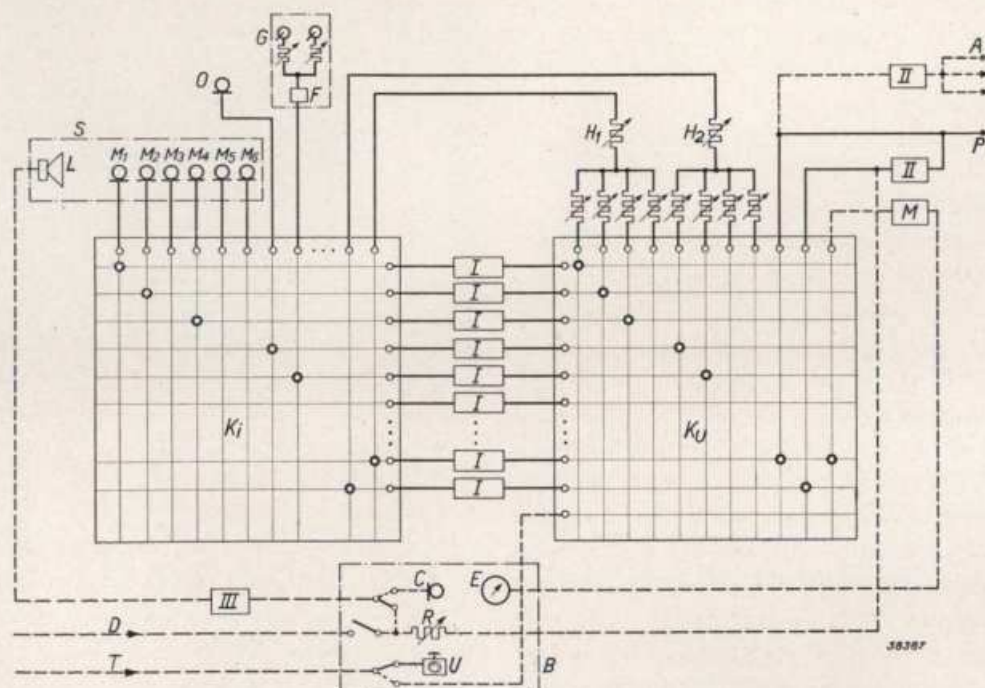


Fig. 10. Overzicht van de electro-acoustische installatie van het nieuwe studiogebouw. K_i ingangskruisbord, K_u uitgangskruisbord, S studio met zes microfoons M_1 - M_6 en decorluidspreker L (tevens commandoluidspreker); O microfoon in de omroepercel, G grammofoonafel met correctiefilter F , H_1 en H_2 hoofddregelaars, P programmalijn, A afluisterlijnen, I universele versterker, II scheidingsversterker, III krachtversterker, M modulatiemeter met aanwijsinstrument E ; B bespiedingsruimte met o.a. commandomicrofoon C , regelaar R voor decor, dat over lijn D van het oude studiogebouw kan worden geleverd, U telefoontoestel, aangesloten op de telefoonlijn T , waarover eveneens bijdragen tot het programma kunnen binnenkomen.

HET BEREKENEN VAN VERLICHTINGSINSTALLATIES MET LIJNVORMIGE LICHTBRONNEN

door H. ZIJL.

535.241 : 628.93

Enkele diagrammen worden afgeleid, die ons in staat stellen op eenvoudige wijze de verdeling der verlichtingssterkte en daaruit het verlichtingsrendement te bepalen voor installaties uitgerust met lijnvormige lichtbronnen.

Inleiding

Ontwerpt men een verlichtingsinstallatie met gloeilampen en normale armaturen, dan kan men daarbij beschikken over een uitgebreid feitenmateriaal, zoowel van theoretische als van empirische aard, betreffende de verdeling der verlichtingssterkte bij de meest gebruikelijke opstelling der lichtbronnen. In de literatuur vindt men min of meer gedetailleerde gegevens, die veelal in tabelvorm¹⁾ zijn gebracht en voor de praktijk in het algemeen wel een voldoende nauwkeurigheid bezitten. De moderne lijnvormige lichtbronnen, zooals bijv. de „Philora” TL-lampen, vallen echter, zoowel wat betreft de verdeling hunner lichtsterkte als de wijze, waarop men hen aanbrengt in de te verlichten vertrekken, geheel buiten hetgeen tot nu toe in het algemeen werd gebruikt, zoodat men de ervaringen, die men heeft opgedaan met de vroegere verlichtingsinstallaties, niet zonder meer hierop kan toepassen. Het aantal installaties, dat men thans reeds met dergelijke lijnvormige lichtbronnen heeft ingericht, is nog te klein om daaruit voldoende ervaringscijfers te kunnen putten. Derhalve is het voor een installatie van lijnvormige lichtbronnen voorloopig nog noodig om de verdeling der verlichtingssterkte langs theoretische weg te berekenen, evenals dit eertijds ook het geval was voor gewone installaties van gloeilampen. Hieruit kan men dan gemakkelijk het zg. verlichtingsrendement der installatie vinden. Natuurlijk is dit een omslachtiger werkwijze dan het opslaan van een tabel, maar zij is onvermijdelijk, totdat eenmaal dergelijke praktijktabellen uitgekristalliseerd zullen zijn uit vele door verlichtingsmetingen getoetste berekeningen. Bovendien geeft zij ons de gelegenheid een helderder inzicht te verwerven in de onderhavige kwesties, dan men bij het machinaal rekenen met tabellen veelal verkrijgt.

Verlichtingsinstallaties met lijnvormige lichtbronnen bestaan meestal uit lampen, die men horizontaal dicht onder het plafond heeft gemonteerd en al of niet van reflectoren heeft voorzien. Een dergelijke installatie moet ons dan een zoo groot

mogelijke verlichtingssterkte leveren op de in het vertrek aanwezige tafels, die in het algemeen hun horizontale werkvlak op ongeveer 1 m boven de vloer hebben. De lichtstroom, die uitgaat van de lampen, kan men splitsen in drie gedeelten (fig. 1), die respectievelijk

- a) rechtstreeks naar het werkvlak gaan,
- b) direct op het plafond of op het binnenvlak van de reflector vallen en
- c) naar de wanden van het vertrek worden uitgestraald.

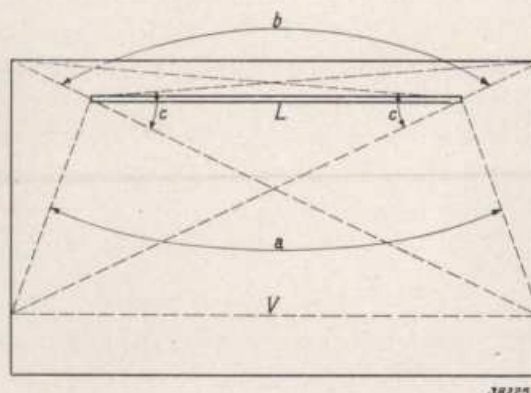


Fig. 1. De lijnvormige lichtbron L is aangebracht tegen de zoldering. De straling a treft het werkvlak V rechtstreeks, terwijl b naar het plafond wordt gericht en c naar de wanden.

Op het werkvlak komt nu, behalve de rechtstreeksche straling a), ook nog terecht

- 1) een gedeelte van het licht, dat éénmaal is teruggekaatst door het plafond of door de reflectoren, waarin de lampen zijn aangebracht,
- 2) een gedeelte van het licht, dat éénmaal is teruggekaatst door de wanden van het vertrek, en
- 3) nog een gedeelte van het licht, dat herhaalde malen tusschen de wanden en het plafond of tusschen de wanden onderling is gereflecteerd.

Het is dan bij dergelijke beschouwingen in het algemeen wel geoorloofd te onderstellen, dat slechts het gedeelte van het vertrek, dat hooger dan het werkvlak is gelegen, deelneemt aan de herhaalde reflecties, terwijl men de bijdrage van vlakken, die in of onder het werkvlak liggen, zonder bezwaar kan verwaarlozen.

¹⁾ Dergelijke tabellen berusten in den regel op de oorspronkelijke onderzoeken van W. Harrison en E. A. Anderson, Trans. I.E.S. 11, 67, 1916.

Van de vier verschillende bijdragen tot de totale verlichtingssterkte op het werkvlak, die wij in het voorafgaande hebben besproken, zal in het algemeen de rechtstreeksche verlichting verreweg de belangrijkste zijn. Deze bijdrage dient men dus binnen redelijke grenzen nauwkeurig uit te rekenen. De andere bijdragen zijn in het algemeen in de volgorde van opsomming successievelijk kleiner en kunnen dus gerust met een mindere mate van nauwkeurigheid worden berekend, zonder dat dit aanleiding behoeft te geven tot grove fouten in het eindresultaat. Daar bovendien het berekenen van die kleinere bijdragen in principe op analoge wijze kan geschieden als voor de gebruikelijke verlichtingsinstallaties, of anders toch op dezelfde wijze als het berekenen van de rechtstreeksche verlichting, die door de lijnvormige lichtbronnen wordt geleverd, willen wij ons verder in dit artikel vooral bezig houden met het berekenen van de rechtstreeksche verlichtingssterkte.

Het berekenen van de rechtstreeksche verlichtingssterkte bij lijnvormige lichtbronnen

Bij deze berekening der verlichtingssterkte, die lijnvormige lichtbronnen ons leveren, willen wij uitgaan van de eenvoudige beschouwingen, die reeds vroeger omtrent hun lichtverdeling in dit tijdschrift ²⁾ zijn gehouden. Wij onderstellen hierbij, dat het oppervlak der TL-lamp (fig. 2) diffuus

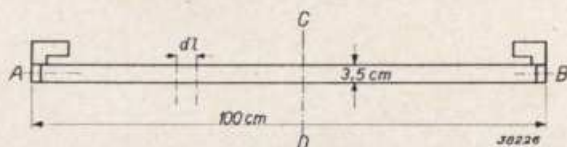


Fig. 2. Lijnvormige lichtbron TL 100 met een lengte van 100 cm en een doorsnede van 3,5 cm. AB is de as van de lamp en CD het middenloodvlak, terwijl met dl een lijnelementje van de lamp is aangeduid.

straalt volgens de wet van Lambert. Op een voldoende groote afstand beschouwd, gedraagt de lijnvormige lamp zich dan evenals een puntvormige lichtbron zou doen, welke een lichtsterkteverdeling bezit van de vorm, die in fig. 3 is aangegeven. Loodrecht op de as van de lamp wordt dan de maximale lichtsterkte van I_m kaars uitgestraald en in de richting van de as der lamp is de lichtsterkte 0, terwijl deze in richtingen, die een hoek van $90^\circ - \alpha$ met de as van de lamp maken, wordt gegeven door:

$$I_\alpha = I_m \cos \alpha \quad (1)$$

Zooals in fig. 3 is te zien, wordt de verdeling der

lichtsterkte nu voorgesteld door een cirkel met middellijn I_m , die raakt aan de as der lamp AB en daaromheen is gewenteld; dwz. het lichtsterkteoppervlak is een torus zonder gat.

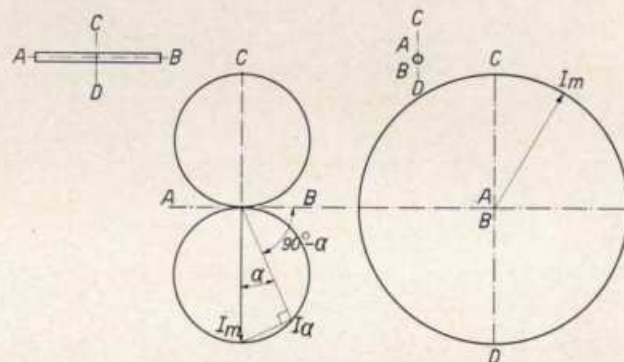


Fig. 3. Lichtsterkteverdeling van de lijnvormige lichtbron AB resp. in een vlak door de as van de lamp en in het middenloodvlak. I_m is de maximale lichtsterkte en I_α is de lichtsterkte onder een hoek van $90^\circ - \alpha$ met de as van de lamp AB. De ruimtelijke verdeling der lichtsterkte ontstaat door de linkerfiguur te laten wentelen om AB; het wordt derhalve een torus zonder gat.

De lichtstroom F (lumen), die uitgaat van een puntvormige lichtbron met een isotrope (bolvormige) lichtsterkteverdeling van I kaars, wordt gegeven door:

$$F = 4\pi I.$$

De totale lichtstroom F , die uitgaat van een lichtbron met een toroidale verdeling der lichtsterkte volgens fig. 3, wordt echter:

$$F = \pi^2 I_m.$$

Voor een lijnvormige lichtbron met een lengte l kan men spreken over de lichtstroom F_0 , die deze per eenheid van lengte uitzendt, zoodat dan geldt:

$$F = F_0 l.$$

De lijnvormige lamp kan dus beschouwd worden als een aaneenschakeling van elementen, die ieder de eenheid van lengte bezitten, elk met een maximale lichtsterkte van

$$I_0 = \frac{I_m}{l} \quad (2)$$

De lichtstroom per eenheid van lengte bedraagt dan:

$$F_0 = \pi^2 I_0 \quad (3)$$

terwijl de totale lichtstroom, die een lijnvormige lichtbron uitstraalt, gegeven wordt door:

$$F = \pi^2 I_0 l.$$

Op grond van de vergelijkingen (1) en (2) kunnen wij nu onmiddellijk inzien, dat de bijdrage dI_α , welke een cilindervormig oppervlakelementje dl

²⁾ N. A. Halbertsma en G. P. Ittmann, Philips techn. T. 4, 194, 1939.

in het punt P van een lijnvormige lichtbron (fig. 4). levert tot de lichtsterkte in de richting PO , die een hoek van $90^\circ - \alpha$ maakt met de as van de lamp, zal bedragen:

$$dI_\alpha = I_0 dl \cos \alpha. \quad (4)$$

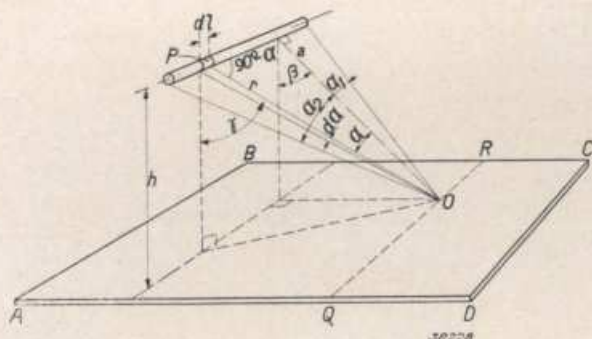


Fig. 4. Situatieschets voor de bijdrage tot de verlichtingssterkte in het punt O van de lijn QR in het werkvlak $ABCD$, welke geleverd wordt door het lijnelement dl van de lijnvormige lichtbron, dat zich in het punt P bevindt.

De bijdrage dE_α , die hieruit ontstaat tot de verlichtingssterkte (uitgedrukt in 10^4 lux, daar wij met cm rekenen in plaats van m) in het punt O op het vlak $ABCD$, dat zich op een afstand h van de lijnvormige lichtbron bevindt, wordt gegeven door:

$$dE_\alpha = \frac{dI_\alpha}{r^2} \cos \gamma = \frac{I_0}{r^2} dl \cos \alpha \cos \gamma,$$

waarbij r de afstand OP voorstelt en γ de hoek tussen de stralingsrichting PO en de loodlijn op het bestraalde vlak $ABCD$. Noemen wij nu nog de loodrechte afstand van het punt O tot de lijnvormige lichtbron a , dan is de bijdrage tot de verlichtingssterkte in O op het vlak $ABCD$, geleverd door een cilindervormig elementje van de lijnvormige lichtbron, dat wij vanuit O onder een hoekje da zien, als volgt te schrijven:

$$dE_\alpha = I_0 \frac{h}{a^2} \cos^2 \alpha da \quad (5)$$

De totale verlichtingssterkte E , die de lijnvormige lichtbron in O op het vlak $ABCD$ levert, is nu te vinden door deze uitdrukking (5) tussen de grenzen a_1 en a_2 te integreren, waarbij men er zich natuurlijk goed rekenschap van moet geven, dat in fig. 4 de hoek a_2 positief is en wij dus de hoek a_1 negatief moeten nemen, want voor de loodlijn a , uit O op de lijnvormige lichtbron neergelaten, is de hoek $\alpha = 0$. Wij krijgen dan de formule:

$$E = I_0 \frac{h}{a^2} \cdot \frac{1}{4} \left| 2\alpha + \sin 2\alpha \right|_{a_1}^{a_2} \cdot 10^4 \text{ lux}, \quad (6)$$

waarbij a in radialen en a en h in cm moeten worden uitgedrukt en I_0 de lichtsterkte in kaarsen per cm voorstelt.

Deze algemeene formule (6) willen wij nog wat nader bekijken voor een eenvoudig geval, waarbij zal blijken, dat zij ons inderdaad de daarvoor geldende, bekende formule levert. Beschouwen wij bijv. de verlichtingssterkte E op afstanden a , die klein zijn ten opzichte van de totale lengte l van de lijnvormige lichtbron, dan wordt resp.

$$a_1 = -\frac{\pi}{2} \text{ en } a_2 = +\frac{\pi}{2}, \text{ zoodat wij krijgen:}$$

$$E = I_0 \frac{h}{a^2} \frac{\pi}{2} \cdot 10^4 \text{ lux} = \frac{\pi}{2} \frac{I_0}{a} \cos \beta \cdot 10^4 \text{ lux},$$

waarbij β de hoek γ voorstelt voor $\alpha = 0$. Voor een oppervlak-elementje, dat loodrecht staat op zijn kortste verbindingslijn met de lijnvormige lichtbron, wordt $\beta = 0$, zoodat wij dan eenvoudig krijgen, dat de verlichtingssterkte omgekeerd evenredig met de afstand verloopt:

$$E = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{I_0}{a} \cdot 10^4 \text{ lux} = 1,57 \frac{I_0}{a} \cdot 10^4 \text{ lux},$$

hetgeen ook gemakkelijk is in te zien op grond van eenvoudige symmetriebeschouwingen, zooals die vroeger reeds in dit tijdschrift³⁾ zijn gehouden.

Diagrammen voor het bepalen der rechtstreeksche verlichtingssterkte

Teneinde in de practijk gemakkelijk en snel de rechtstreeksche verlichtingssterkte met lijnvormige lichtbronnen te kunnen vinden, ligt het voor de hand te trachten om de algemeene formule (6) tot een eenvoudig diagram te verwerken.

In fig. 5 is nu het vlak geteekend door de lijnvormige lichtbron en het punt O , waarin wij de verlichtingssterkte op het werkvlak willen weten. Hieruit zien wij onmiddellijk, dat de totale verlichtingssterkte E , die in O wordt geleverd door de

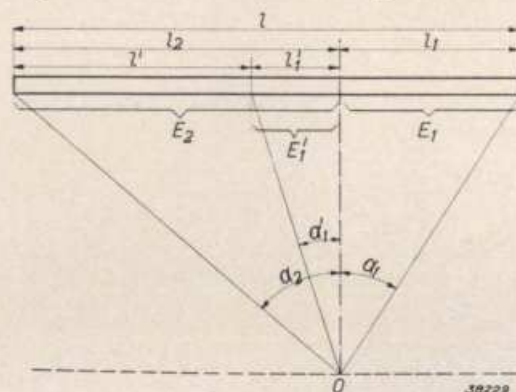


Fig. 5. Het vlak door de lijnvormige lichtbron l en het punt O , waarin de verlichtingssterkte op het werkvlak moet worden bepaald, is hier op schaal geteekend. De gedeelten l_1 , l_2 en l_1' van de lijnvormige lichtbron, die vanuit O resp. onder de hoeken a_1 , a_2 en a_1' worden gezien, leveren resp. de bijdragen E_1 , E_2 en E_1' tot de verlichtingssterkte in het punt O op het werkvlak.

³⁾ Philips techn. T. 4, 194, 1939.

Practisch berekenen van de verdeling der verlichtingssterkte over het werkvlak

Aan de hand van een eenvoudig voorbeeld willen wij nu nog wat nader toelichten, hoe men met behulp van fig. 6 en 7 de rechtstreeksche verlichtingssterkte in een voldoende aantal punten van het werkvlak kan bepalen om gegevens te leveren voor een globale voorspelling van het verlichtingsrendement eener installatie van lijnvormige lichtbronnen. Wij beschouwen een lokaal van 13 bij 12 m met een hoogte van 4 m. Hierin worden 64 lampen TL 100 van 1 m lengte tegen het plafond aangebracht in 8 evenwijdige rijen van 8 lampen. Deze lampen bevinden zich op ongeveer 3 m boven het werkvlak en liggen op onderlinge afstanden van 1,5 m naast elkaar. In het werkvlak (fig. 8)

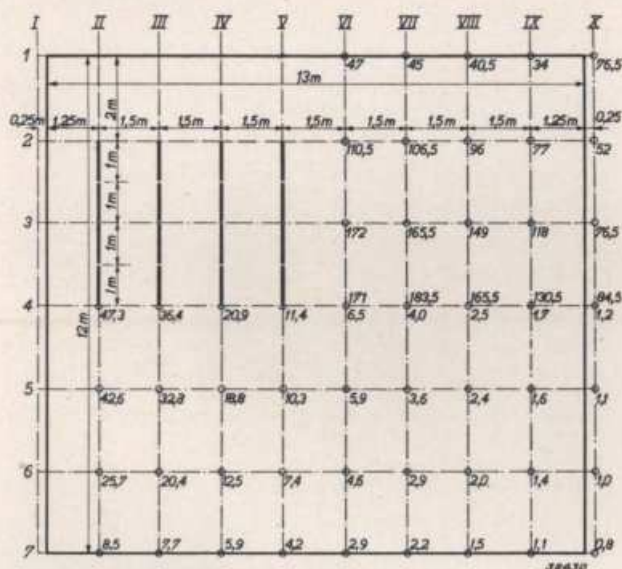


Fig. 8. In een zaal van 12 bij 13 m en 4 m hoogte zijn in totaal 8 maal 8 lijnvormige lampen TL 100 aangebracht op een wijze, zooals voor het quadrant links boven is aangegeven. In de onderhelft van de figuur is in de snijpunten der werklijnen aangegeven, welke bijdrage tot de verlichtingssterkte de lampenrij II daar ter plaatse levert. In het rechter bovenkwadrant is tenslotte voor elk der knooppunten de totale verlichtingssterkte vermeld.

trekken wij nu loodrecht onder de lampenrijen de rechte lijnen II tot en met IX, waarlangs wij het verloop der verlichtingssterkte willen weten. Op 1,5 m buiten II, resp. IX, zijn nog de rechte lijnen I resp. X getrokken, die dus beide op 25 cm buiten het lokaal liggen. Door de afstanden tussen deze lijnen op eenvoudige wijze te laten samenhangen met die tussen de lampenrijen kan men er voor zorgen, dat de opeenvolgende lampen in overeenkomstige punten der opeenvolgende lijnen telkens dezelfde bijdrage tot de verlichtingssterkte leveren. Door een handige keuze der werklijnen vereenvoudigen wij het rekenwerk dus aanmerkelijk.

Ook in de richting loodrecht op de lampenrijen trekken wij eenige werklijnen, die wij op 2 m van elkaar hebben genomen, zoodat er hiervan, de lokaalwanden inbegrepen, zeven zijn, die met 1 tot en met 7 zijn aangegeven. Voor de knooppunten van de twee lijnensystemen bepalen wij nu met behulp van de diagrammen van fig. 6 en 7 de bijdrage tot de rechtstreeksche verlichtingssterkte, die elk der lampen daar ter plaatse levert. Links boven in fig. 8 is de plaatsing der lampen aangeduid en in de onderhelft staat voor ieder knooppunt de bijdrage vermeld, die de lampenrij II daar ter plaatse levert tot de totale rechtstreeksche verlichtingssterkte van het werkvlak. Rechts boven in fig. 8 is tenslotte de rechtstreeksche verlichtingssterkte voor ieder der knooppunten afgerond tot op $\frac{1}{2}$ genoteerd, zooals de geheele installatie die daar levert. Het verloop dezer rechtstreeksche verlichtingssterkte in de andere drie quadranten wordt uit symmetrie-overwegingen natuurlijk een spiegelbeeld van dat in het hier berekende quadrant.

Langs twee onderling loodrechte lijnen 2 en IX in het quadrant rechts boven in fig. 8 hebben wij nu in fig. 9 het verloop der rechtstreeksche verlichtingssterkte aangegeven. Uit dit verloop vindt men onmiddellijk de punten, waarin de rechtstreeksche verlichtingssterkte een geheel aantal malen 10 lux bedraagt. De spiegelbeelden dezer punten in het quadrant van het werkvlak gelegen links boven in fig. 9 kunnen wij dan dus zonder moeite aangeven en hierdoorheen de lijnen trekken van onderling gelijke, rechtstreeksche verlichtingssterkte, die ons het zg. isoluxdiagram leveren voor het linker bovenkwadrant van het werkvlak. Hoewel de rechtstreeksche verlichtingssterkte midden in de zaal niet snel verloopt, valt zij toch, zelfs bij deze regelmatige plaatsing der lampen, naar de wanden zeer snel af en daalt zij in de richting van de assen der lampen zelfs tot onder $\frac{1}{3}$ van haar waarde in het midden der zaal, hetgeen duidelijk blijkt uit fig. 9. Wil men streven naar een zoo gelijkmatig mogelijke lichtverdeling over het geheele werkvlak, dan dient men de lichtbronnen dus wat meer langs de randen der zoldering aan te brengen, dan in dit voorbeeld is geschied.

Wil men het verlichtingsrendement eener verlichtingsinstallatie weten, dan dient men daartoe de totale lichtstroom, die het werkvlak treft, te bepalen, want het verlichtingsrendement is deze grootheid gedeeld door de lichtstroom, die men heeft geïnstalleerd. Uit de verlichtingscijfers van fig. 8 kunnen wij nu door deze te vermenigvuldigen met de bijbehorende oppervlakelementen betrek-

kelijk eenvoudig de rechtstreeksche lichtstroom bepalen, die het werkvlak in totaal treft. Voor het beschouwde quadrant met een oppervlak van 39 m^2 bedraagt de rechtstreeksche lichtstroom 4100 lumen, zoodat de gemiddelde rechtstreeksche verlichtingssterkte ongeveer 105 lux zal zijn. Het plafond en de wanden van de te verlichten zaal bezitten een reflectievermogen van 35%. Op grond van de prac-

gaan, worden er 16 600 lumen naar de wanden gericht. Hiervan komen nu uiteindelijk nog 12% op het werkvlak, dwz. 2000 lumen. Tengevolge van de reflecties op zoldering en wanden bereikt dus nog een lichtstroom van $6200 + 2000 = 8200$ lumen het werkvlak van 156 m^2 en levert daarop dan een vermeerdering van de gemiddelde verlichtingssterkte met ongeveer 55 lux. Hierdoor wordt dus het ge-

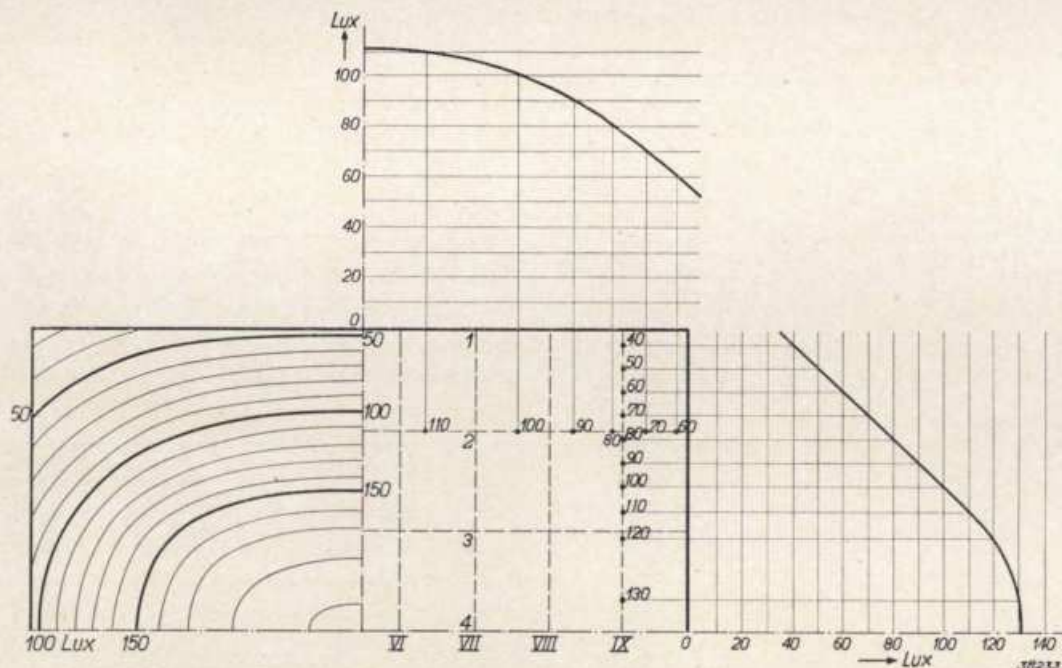


Fig. 9. Voor de werklijnen 2 en IX in het quadrant rechts boven van fig. 8 is hier het verloop der verlichtingssterkte geteekend. De punten langs deze werklijnen, waarin de verlichtingssterkte een geheel aantal malen 10 lux bedraagt, worden grafisch gevonden en hun spiegelbeelden kunnen dus worden geteekend in het quadrant links boven, waarvoor wij op deze wijze het isoluxdiagram der rechtstreeksche verlichtingssterkte kunnen vastleggen. Voor het verkrijgen van een gelijkmatiger verdeling der verlichtingssterkte over het werkvlak blijkt het gewenscht te zijn, de lampen wat meer naar de randen van de zoldering te concentreren, dan in dit voorbeeld het geval is.

tijktabellen, die wij in de inleiding hebben genoemd (vgl. noot ¹), kan men nu rekenen, dat er van de lichtstroom, die naar de zoldering wordt gericht, uiteindelijk nog ongeveer 20% op het werkvlak terecht komt, terwijl er van de naar de wanden gerichte lichtstroom tenslotte ook nog ongeveer 12% tot zijn recht komt. De in totaal geïnstalleerde lichtstroom bedraagt 64 000 lumen; hiervan gaat bijna de helft naar de zoldering, nl. ongeveer 31 000 lumen. Hiervan komt nu dus tenslotte toch nog 20% op het werkvlak terecht, dwz. ongeveer 6200 lumen. Daar de rechtstreeksche lichtstroom naar het gehele werkvlak van 156 m^2 $4 \times 4100 = 16\,400$ lumen bedraagt en er 31 000 lumen naar het plafond

middelde van de totale verlichtingssterkte over het werkvlak $105 + 55 = 160$ lux. Men dient er nu echter nog rekening mee te houden, dat natuurlijk na verloop van tijd het reflectievermogen van zoldering en wanden zal verminderen, evenals trouwens de lichtstroom, die de lampen leveren. Daarom doen wij goed slechts op een bedrag van 140 lux voor de gemiddelde verlichtingssterkte te rekenen. De „nuttige” lichtstroom, die dan in totaal terecht komt op het werkvlak met een oppervlak van 156 m^2 , zal nu vrijwel 22 000 lumen bedragen. Daar de in totaal geïnstalleerde lichtstroom 64 000 lumen bedraagt, betekent dit dus een verlichtingsrendement van bijna 35%.

EEN EENVOUDIGE HOOGFREQUENTIE-OSCILLATOR VOOR HET ONDERZOEK VAN RADIO-ONTVANGTOESTELLEN

door J. D. VEEGENS en M. K. de VRIES.

621.396.615.1 : 621.317.7

Voor het onderzoeken en afregelen van ontvangtoestellen in het bedrijf, alsmede voor servicedoeleinden werd een meetoscillator ontworpen, die een hoogfrequente spanning levert, waarvan de amplitude continu regelbaar is tusschen 1 μ V en 0,1 V, terwijl de frequentie continu tusschen 100 000 per/sec en 60 Mper/sec (golflengte 5 m) kan worden gevarieerd. Door middel van een ingebouwde laagfrequente oscillator kan de amplitude van het oscillatorsignaal met 400 per/sec worden gemoduleerd. In dit artikel worden de principiele problemen besproken, welke bij de constructie van de meetoscillator optreden, voornamelijk het stabiel houden van de frequentie, het regelen van de amplitude en het voorkomen van frequentiemodulatie bij het moduleeren van de amplitude van het oscillatorsignaal. Tenslotte worden enkele constructiedetails van het uitgevoerde apparaat gegeven.

Voor het onderzoek en de afregeling van radio-ontvangtoestellen is het noodig te beschikken over een oscillator, die in staat is aan het ontvangtoestel spanningen toe te voeren, die dezelfde amplitude en frequentie hebben als de antennespanningen bij het gebruik van het apparaat. In sommige gevallen zal men kunnen volstaan met een sinusvormig signaal van constante amplitude, terwijl het in andere gevallen gewenst is, dat het signaal, evenals de antennespanningen, in amplitude gemoduleerd is.

Bij een nadere beschouwing van de toepassingsmogelijkheden van een dergelijke oscillator blijkt nu, dat de eischen, welke aan dit apparaat gesteld moeten worden, al naar gelang van de aard van de toepassing zeer sterk kunnen uiteenlopen. Voor speciale metingen in laboratoria en fabrieken kan het noodzakelijk zijn de frequentie of de amplitude van het oscillatorsignaal zeer nauwkeurig te kennen, of moet er de nadruk op worden gelegd, dat het signaal exact sinusvormig is. Bij verreweg het grootste gedeelte van alle toepassingen kan men echter met lagere eischen volstaan. In de praktijk worden nl. met de oscillator meestal geen precisie-metingen uitgevoerd maar slechts min of meer kwalitatieve proeven. Dit geldt voornamelijk voor alle onderzoeken, welke in service-inrichtingen worden verricht voor het opsporen van fouten in radio-toestellen. Ook voor dergelijke onderzoeken heeft men behoefte aan een oscillatorsignaal van behoorlijk constante amplitude en frequentie. De waarde van de frequentie heeft echter niet nauwkeuriger te kunnen worden ingesteld dan op ca 1%, terwijl, wat de amplitude betreft, slechts de orde van grootte bekend hoeft te zijn.

In het volgende willen wij een eenvoudige meetoscillator (type GM 2882) beschrijven, welke geschikt is voor alle toepassingen, waarbij niet de allerhoogste eischen worden gesteld. Teneinde het

apparaat een universele bruikbaarheid te verlenen, werd vooral zorg gedragen, dat de frequentie en de amplitude van het oscillatorsignaal binnen zeer wijde grenzen kunnen worden gevarieerd. Verder werd de nadruk gelegd op praktische gezichtspunten, zooals een gemakkelijke bediening en een stevige en lichte constructie van het apparaat. De meetoscillator is gemakkelijk draagbaar, hetgeen vooral voor service-doeleinden van belang is, om fouten in ontvanginstallaties ter plaatse te kunnen nagaan.

Enkele principiele problemen

De problemen, welke bij de ontwikkeling van dit apparaat optraden, kunnen als volgt gesplitst worden in drie groepen.

- 1) Het verkrijgen van een oscillatorfrequentie, die binnen wijde grenzen kan worden gevarieerd en die bij elke instelling van de meetoscillator nauwkeurig constant blijft.
- 2) Het verkrijgen van een uitgangsspanning, waarvan de amplitude op een reproduceerbare wijze kan worden geregeld in een gebied met een onderste grens van ca 1 μ V.
- 3) Het verkrijgen van de gewenste amplitude-modulatie van het signaal.

De door ons toegepaste oplossingen van deze drie problemen zullen nu achtereenvolgens worden behandeld.

1) Instellen en stabiel houden van de frequentie

Het frequentiegebied van de meetoscillator strekt zich uit van 0,1 tot 60 megaper/sec, overeenkomende met golflengten van 3000 m tot 5 m. De laagste frequenties zijn bestemd voor het onderzoek van het middenfrequentie-gedeelte van ontvangtoestellen, terwijl de hoogste frequenties voor het onderzoek van het ultra korte golfgedeelte van radio-ontvangers in aanmerking komen. Het instellen van de

frequentie geschiedt op de gebruikelijke wijze door continu regelen van een condensator en omschakelen van een zelfinductiespoel. Zes frequentiegebieden kunnen op deze wijze worden gekozen, die verdeeld zijn volgens onderstaande tabel:

100 - 300	kiloper/sec
300 - 1000	" "
1 - 3	megaper/sec
3 - 10	" "
10 - 30	" "
30 - 60	" "

De prinseschakeling van de oscillator is in *fig. 1* weergegeven. De frequentie van de opgewekte os-

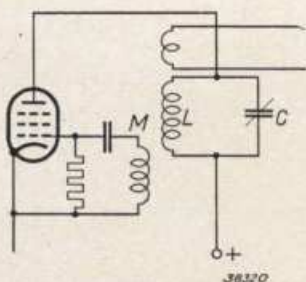


Fig. 1. Prinseschakeling van de meetscillator. De trillingskring is niet in de roosterketen geschakeld, maar in de anodeketen, daar op deze wijze een beter constante oscillatorfrequentie wordt verkregen.

cillaties is bepaald door de trillingskring LC , volgens de bekende betrekking:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \dots \dots \dots (1)$$

Verg. (1) is in werkelijkheid slechts een benadering. Er zijn tal van oorzaken, die een kleine verschuiving van de frequentie tengevolge kunnen hebben, daar de exacte waarde van de frequentie afhangt van de weerstanden, capaciteiten en zelfinducties van alle onderdelen, die met de trillingskring zijn gekoppeld, alsmede van de steilheid van de oscillatorbuis en de uitwendige belasting van de oscillator. Deze frequentieverschuivingen zouden op zichzelf geen bezwaar vormen, indien men ze bij het ijken van het toestel in rekening kon brengen. Verschillende van de grootheden, die de oscillatorfrequentie beïnvloeden, in het bijzonder de belastingsweerstand en sommige capaciteiten, vertoonen echter de ongewenste eigenschap, dat ze met de bedrijfsomstandigheden kunnen veranderen. Om te voorkomen, dat hierdoor ontoelaatbare schommelingen van de oscillatorfrequentie optreden, moest bij de constructie van het toestel op deze verschijnselen zorgvuldig worden gelet.

De invloed van variaties van de uitwendige belasting werd praktisch geheel opgeheven door de oscillatortrap niet rechtstreeks op het te onderzoeken toestel aan te sluiten, maar achter de oscillatortrap een versterkertrap te schakelen. Variaties in de bedrijfstoestand van de versterkertrap zullen niet merkbaar naar de oscillatortrap terugwerken, daar de oscillatortrap en de versterkertrap slechts zeer zwak met elkaar zijn gekoppeld, waarover later nog meer.

Wij willen nu eenigszins nader ingaan op de oorzaken voor capaciteitsvariaties. De voornaamste bedrijfsomstandigheden, welke een invloed op de capaciteiten kunnen oefenen, zijn de omgevingstemperatuur en de voedingsspanning. De omgevingstemperatuur beïnvloedt hoofdzakelijk de dieëlectrische constanten van de isolatiematerialen, waardoor ook de capaciteiten een zekere verandering ondergaan. Ook de thermische uitzetting van de afstemelementen heeft een zekere capaciteitsverandering tot gevolg en bovendien een verandering van de zelfinductie. Het is echter gelukt, de temperatuurcoëfficiënten van de afstemelementen zoo klein te maken, dat de praktisch optredende temperatuurvariaties geen ontoelaatbare schommelingen van de frequentie veroorzaken. Door doelmatige plaatsing van de onderdelen werd bovendien zorg gedragen, dat de inwendige verwarming van de LC -kring tijdens het bedrijf niet al te sterk is. Het resultaat van deze maatregelen is, dat de frequentie door het warm worden van het toestel tijdens het bedrijf ten hoogste ca $10/_{00}$ verandert.

De invloed van de voedingsspanning op de capaciteiten is ernstiger. De buiscapaciteiten zijn nl. niet alleen afhankelijk van de plaatsing der elektroden in de buis, maar ook van de ruimtelading, die zich tusschen de elektroden bevindt. En deze ruimtelading is weer afhankelijk van de anodestroom, die bij een variatie van de voedingsspanning verandert. Vooral de capaciteit tusschen kathode en stuurrooster kan hierdoor aanmerkelijke schommelingen ondergaan, welke zonder bijzondere voorzorgsmaatregelen frequentievariaties tengevolge zouden hebben.

De maatregelen, die men ter bestrijding van dit verschijnsel kan nemen, zijn van verschillende aard. Het meest afdoende middel zou zijn de voedingsspanning te stabiliseeren. Maar ook een geschikte keuze van de schakeling van de oscillatorbuis kan veel bijdragen om de genoemde frequentievariaties klein te houden. Wij hebben de volgende middelen toegepast.

In de eerste plaats werd de invloed van de buiscapaciteit in het algemeen beperkt, door de eigen

capaciteit C van de trillingskring zoo groot te maken als mogelijk was in verband met de eisch, dat de generator ook bij korte golven moet kunnen genereren.

Om een oscillator te doen genereren is het noodzakelijk, dat de trillingskring een voldoende groote resonantieweerstand bezit. Nu neemt de resonantieweerstand, die men bij een trillingskring kan verkrijgen, in het algemeen af met toenemende capaciteit in de trillingskring. Wil men dus bij zeer hoge waarden van de resonantie-frequentie een voldoende groote resonantieweerstand verkrijgen, dan mag de capaciteit een bepaalde waarde niet overschrijden. Teneinde de capaciteitswaarde, waarbij nog oscillaties kunnen worden opgewekt, zoo groot mogelijk te maken, werd een oscillatorbuis met groote steilheid gebruikt, nl. de penthode EF 50¹⁾.

Ten tweede werd, zooals in fig. 1 te zien is, de oscillatorkring niet in de roosterketen geplaatst, maar in de anodeketen. Daar de buiscapaciteit tussen kathode en anode veel minder met de voedingsspanning verandert dan de capaciteit tussen kathode en stuurrooster, blijft de frequentie van de opgewekte trilling bij deze schakeling beter constant. Geheel opgeheven is de invloed der veranderingen van de rooster-kathode-capaciteit op deze wijze niet, daar de capaciteit tussen stuurrooster en kathode via de koppelspeel M toch in de trillingskring wordt getransformeerd. Om dit effect tegen te gaan, is de koppeling tussen roosterkring en anodekring zoo zwak mogelijk gehouden. Tenslotte werd nog een eenvoudige maatregel genomen om de eigenlijke oorzaak van de capaciteitsvariaties, nl. de schommelingen van de voedingsspanning, tegen te gaan. De gelijkrichter voor de voeding werd hiertoe met een betrekkelijk hoge inwendige weerstand geconstrueerd. Een oplopen van de voedingsspanning veroorzaakt in het algemeen een vrij sterke toeneming van de plaatstroom, waardoor het inwendige spanningsverlies van de gelijkrichter toeneemt, zoodat een zekere compensatie van de spanningsschommelingen wordt verkregen. Het resultaat van al deze maatregelen is, dat de frequentievariatie bij een oscillatorfrequentie van 30 Mper/sec voor 10% netspanningsverandering niet grooter is dan ca 6000 per/sec, dus 0,2 %₀₀. Deze variatie is bij de toepassingen, waarvoor het apparaat bestemd is, volkomen te verwaarlozen. Eventuele afwijkingen tussen de ingestelde en de gewenschte frequentie zijn dan ook meer aan de grenzen van de schaalnauwkeurigheid te wijten dan aan frequentievariaties door veranderingen van de uitwendige omstandigheden.

2) Het regelen van de amplitude

Bij het onderzoek van de gevoeligheid van een ontvangtoestel is het gebruikelijk om aan de antenne-aansluitingen een zoodanige hoogfrequente wisselspanning toe te voeren, dat aan de luidspreker een bepaald vermogen, bijv. 50 mW wordt afgegeven. De amplitude van het hoogfrequente signaal bedraagt dan bij de tegenwoordige radio-apparaten meestal 1-50 μ V. De amplitude van de meetoscillator moet dus eveneens in dit gebied kunnen worden gevarieerd. Bij het hier te beschrijven toestel kan de spanning echter nog verder worden opgevoerd tot 0,1 V. Dit is gewenscht, wanneer men met de meetoscillator niet het toestel als geheel wil onderzoeken, maar bijv. alleen de middenfrequente trappen, die voor een aanzienlijk grotere signaalspanning zijn berekend.

De signaalspanning, die de oscillatorbuis zelf levert, heeft de orde van grootte van 10-100 V. Wenscht men de oscillator stabiel te doen genereren, dan is het niet mogelijk om de spanning veel kleiner te maken. Om het kleinste gewenschte signaal te verkrijgen, is het dus noodig, de spanning 10^7 à 10^8 maal te verzwakken. Een verzwakking tot 0,1 V wordt bewerkstelligd door de achter de oscillatortrap geschakelde „versterker“-trap slechts zeer zwak met de oscillator te koppelen. Door deze koppeling voldoende los te maken, bereikt men niet alleen de gewenschte verkleining van het oscillator-sig-naal, maar heeft men tevens, zooals reeds opgemerkt werd, het voordeel, dat de invloed van eventuele veranderingen in deze versterkertrap of in de uitwendige belasting sterk wordt gereduceerd.

Op de versterkertrap volgt nu een regelbare verzwakker, waarmee de signaalspanning continu van 0,1 V tot 1 μ V kan worden verlaagd (zie fig. 2).

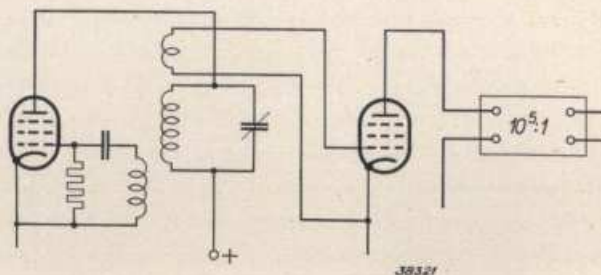


Fig. 2. Regeling van de amplitude van de oscillatorspanning. De uitgangsspanning van de oscillator wordt via een zeer losse koppeling aan een versterkertrap toegevoerd. Hierop volgt een verzwakker, die de spanning over een gebied 1:100 000 kan regelen.

In beginsel is het verzwakken van spanningen niet moeilijk. Men kan een verzwakker opbouwen als een netwerk van impedanties, waarvoor men capaciteiten, zelfinducties of weerstanden kan

¹⁾ De steilheid van de EF 50 bedraagt 6,5 mA/V. Over de constructie van deze moderne penthode zie: Radiobuizen van nieuwe constructie, Philips techn. T. 4, 170, 1939.

kiezen. In fig. 3 is een voorbeeld gegeven van een dergelijke verzwakker, bestaande uit vijf cellen, welke het signaal telkens verzwakken op $1/k$ maal zijn oorspronkelijke waarde. Met $k = 10$ zal men dus de gewenschte honderdduizendvoudige verzwakking verkrijgen.

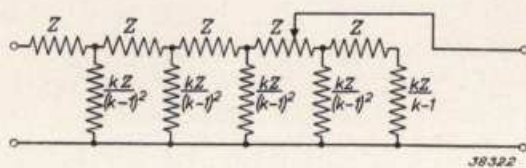


Fig. 3. Principe van een verzwakker. In het aangegeven netwerk levert elke cel een verzwakking van de ingangsspanning met een factor k .

Daar de verzwakker in een groot frequentiegebied moet kunnen werken, biedt het voordeelen om voor de impedanties weerstanden te nemen, die in principe onafhankelijk zijn van de frequentie. Practisch echter zullen de takken van de verzwakker zich bij de frequenties van korte golven niet meer exact als weerstanden gedragen; de afwijkingen worden deste grooter, naarmate men de weerstandswaarden hoger kiest. Daarom neemt men bij voorkeur kleine weerstanden. Echter mogen deze niet zoo klein zijn, dat de zelfinductie van de noodzakelijke toevoerleidingen naar de weerstanden hinderlijk wordt. Een gunstig compromis voor het in aanmerking komende frequentiegebied vormen weerstandswaarden tusschen 10 en 300 ohm.

Wil men het uitgangssignaal zeer sterk verzwakken, bijv. meer dan een factor 10^4 , dan treden bij hooge frequenties allerlei moeilijkheden op. In dat geval bevinden zich nl. in de nabijheid van de uitgangsklemmen verschillende onderdeelen, waarvan de potentiaal vele duizenden malen sterker fluctueert dan die van de uitgangsklemmen zelf. Wordt van deze potentiaalf fluctuaties door capacatieve of inductieve werkingen een klein gedeelte op de uitgangsklemmen overgedragen, dan verkrijgt men op de uitgang van de meetoscillator een stoorspanning, die gemakkelijk veel grooter kan zijn dan het gewenschte signaal.

Om de genoemde capacatieve en inductieve werkingen te voorkomen is het noodzakelijk de leidingen kort te houden, de onderdeelen, welke hoogfrequente elektrische velden verwekken, zeer zorgvuldig af te schermen en zorg te dragen, dat de afscherming op de juiste wijze wordt geaard. Ook voor sommige andere gedeelten van de schakeling, met name voor de verzwakker zelf en voor het voedingsgedeelte, is een juiste aarding ter voorkoming van storingen van het grootste belang. Teneinde dit feit te illustreeren, willen we slechts een detail van

de constructie van de verzwakker nader beschouwen. Zooals wij zien in fig. 3, dient de onderste verbindingsleiding van alle dwarsweerstand, welke in de schakeling geaard is, tevens als gemeenschappelijke aansluitklem van de ingangs- en uitgangsspanning. Laten wij nu onderstellen, dat de aarding van de verbindingsleiding tusschen de dwarsweerstand op een andere plaats geschiedt dan die van de gemeenschappelijke aansluitklem, zoodat tusschen de verbindingsleiding en de aansluitklem een, zij het dan ook zeer kleine, impedantie z aanwezig is. In fig. 4 is het elektrische schema voorgesteld, dat op deze wijze ontstaat.

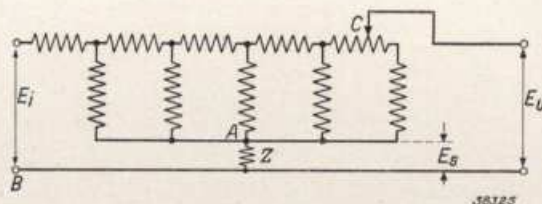


Fig. 4. Vervangingsschema van de verzwakker. In afwijking van fig. 3 vertoont dit schema een zekere impedantie z tusschen de met elkaar verbonden dwarsweerstand van de verzwakker en de daarbij behorende aansluitklem van de ingangs- en uitgangsspanning. Hierdoor ontstaat een stoorspanning E_s , welke het verkrijgen van groote verzwakkingen bemoeilijkt.

Men ziet uit dit schema, dat op de uitgangsklemmen in serie met de gewenschte uitgangsspanning een stoorspanning E_s komt te staan, die gegeven is door:

$$E_s = E_i z/R_i,$$

waarin R_i de ingangswaarde van de verzwakker is, die een waarde van ongeveer 300 ohm bezit.

Wil men de ingangsspanning met een factor 10^5 kunnen verzwakken, zonder van deze stoorspanning last te ondervinden, dan mag z/R_i slechts van de orde van grootte van 10^{-6} zijn. z moet dus kleiner zijn dan 10^{-4} ohm. Voor een golfenlengte van 5 m betekent dit, dat de zelfinductie van de verbindingsleiding kleiner moet zijn dan 10^{-12} henry. Een contactschroefje van 1 mm lengte kan reeds gemakkelijk een honderd maal grootere zelfinductie bezitten. Hieruit blijkt wel voldoende, dat bij de constructie van de verzwakker met zeer veel overleg te werk moest worden gegaan.

De impedantie z in de verzwakker is, zooals reeds werd gezegd, geenszins de eenige bron van stoorspanningen. Andere stoorspanningen kunnen hoofdzakelijk worden geleverd door een capacatieve koppeling tusschen verschillende gedeelten van de verzwakker, verder door een capacatieve koppeling tusschen de meetoscillator en het te onderzoeken toestel, of door een koppeling van deze twee toestellen via het

sterkstroomnet. Hoewel al deze effecten door de genoemde maatregelen bestreden kunnen worden, blijft hun invloed toch zoo sterk, dat de verzwakker niet als een precisie-instrument kan worden beschouwd²⁾. Daar het nu voor sommige toepassingen, speciaal voor selectiviteitsmetingen, voordeelen biedt om althans over één nauwkeurig bekende verzwakking te beschikken, is aan het eind van de verbindingsskabel, welke de meetoscillator met het te onderzoeken toestel moet verbinden, een tweede verzwakker aangebracht, die een vaste verlaging van de amplitude in de verhouding 1 : 10 levert. Deze verzwakker dient tevens als zg. kunstantenne, dwz. hij is uit zoodanige schakelementen opgebouwd, dat de meetoscillator, van de uitgang van de verbindingsskabel gezien, ongeveer dezelfde impedantie bezit als een normale antenne.

3) Het verkrijgen van de gewenschte modulatie

Bij gevoeligheidsmetingen aan ontvangtoestellen wordt de elektrische energie, die aan de luidspreker wordt afgegeven, door regelen van de hoogfrequente spanning op een bepaalde waarde gebracht. Deze energie wordt in werkelijkheid niet door de amplitude maar door de modulatie van het hoogfrequente signaal bepaald, en het is derhalve voor een bepaling van de gevoeligheid noodzakelijk, dat de modulatie diepte van het hoogfrequente signaal bekend is, terwijl het bovendien gewenscht is, dat de modulatie een sinusvormig verloop bezit.

Wat de frequentie van de modulatie betreft: het is algemeen gebruikelijk om de toestellen te onderzoeken bij een modulatiefrequentie van 400 per/sec. De reden hiervoor is, dat deze frequentie door vrijwel alle toestellen onverzwakt wordt weergegeven, hetgeen voor lagere frequenties niet het geval is, terwijl bij hogere frequenties sommige apparaten een onregelmatig gedrag vertoonen tengevolge van het optreden van resonanties. De modulatiefrequentie van 400 per/sec wordt opgewekt door een aparte oscillator, die in het toestel is aangebracht. Evenals bij de hoogfrequente oscillator is de resonantiekring in de anodeketen geschakeld. Om een zuiver sinusvormig signaal te verkrijgen, is tegenkoppeling toegepast door middel van een weerstand in de kathodeleiding.

De op deze wijze verkregen wisselspanning wordt nu gebruikt om het hoogfrequente signaal te mo-

duleren, dwz. zoodanig te beïnvloeden, dat tusschen de moduleerende spanning en de amplitude van het hoogfrequente signaal een lineair verband bestaat. De hier gebruikte methode om dit te bereiken is de zg. vangroostermodulatie, waarbij op het vangrooster van een penthode een negatieve vóórspanning en bovendien de moduleerende spanning wordt gezet. Staat op het stuurrooster van de penthode een hoogfrequente wisselspanning van constante amplitude, dan blijkt de amplitude van de anodewisselstroom bij een geschikt gekozen waarde van de vangroostervóórspanning binnen wijde grenzen lineair met de moduleerende spanning te varieren.

Een van de problemen, welke bij het moduleeren van het oscillatorsignaal naar voren komt, is het optreden van ongewenschte frequentiemodulatie. De vangroostermodulatie gaat nl. gepaard met een periodieke variatie van de verdeeling van de ruimtelading in de modulatorbuis (dit geldt trouwens ook voor elke andere wijze van moduleeren), en hieruit resulteren, zooals wij reeds besproken hebben, periodieke veranderingen van de capaciteiten tusschen de elektroden. Zou men de modulatie direct in de oscillatorbuis laten geschieden, hetgeen op zichzelf mogelijk is (zie fig. 5), dan zouden deze capaciteitsvariëaties aanleiding geven tot schommelingen van de oscillatorfrequentie in het ritme van de amplitudevariëaties.

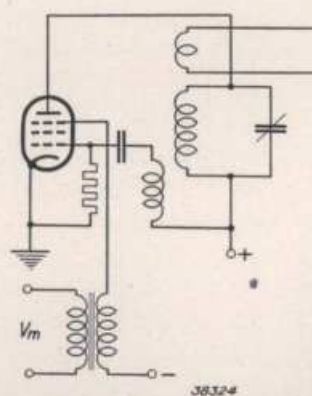


Fig. 5. Schema voor het moduleeren van de oscillatorspanning met een signaal V_m van lage frequentie. Deze schakeling heeft het bezwaar, dat frequentiemodulatie optreedt.

Zet men nu een dergelijk signaal, dat zoowel amplitudemodulatie als frequentiemodulatie vertoont, op de ingang van een selectieve hoogfrequentieversterker, dan kan het amplitudeverloop van het uitgangssignaal sterk van dat van het ingangssignaal afwijken. De schommelingen van de frequentie veroorzaken nl. schommelingen van de uitgangsamplitude, vooral wanneer de frequentie in het hellende gedeelte van de resonantiekromme is gelegen.

²⁾ Op de schaal van de instelknop van de verzwakker zijn spanningswaarden aangegeven. De werkelijke uitgangsspanning zal tengevolge van de genoemde storende effecten van de ingestelde spanning kunnen afwijken; het verschil bedraagt echter ten hoogste een factor 2. In deze factor is begrepen het verloop van de uitgangsspanning met de frequentie.

Deze amplitudevariatiën worden gesuperponeerd op die, welke door de amplitudemodulatie van het oscillatorsignaal worden veroorzaakt. Het resultaat kan zijn een verandering van de modulatie diepte en tevens een sterke vervorming van het beeld van de modulatie. Fig. 6 geeft twee voorbeelden van dit verschijnsel: in het geval *a*) komt de gemiddelde oscillatorfrequentie overeen met de resonantiefrequentie van het ontvangtoestel, terwijl de oscillatorfrequentie in het geval *b*) op het hellende gedeelte van de resonantiekromme is gelegen.

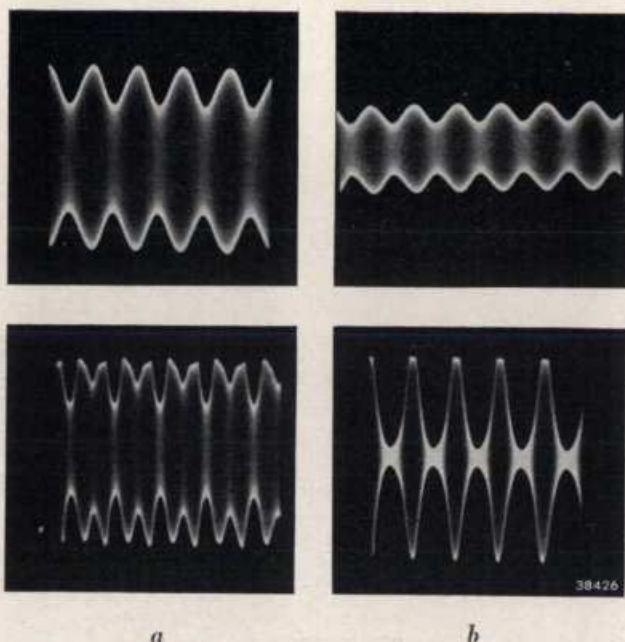


Fig. 6. Voorbeelden van modulatievervalsing tengevolge van frequentiemodulatie. Een signaalspanning, die zoowel amplitudemodulatie als frequentiemodulatie bezit, wordt toegevoerd aan een versterker met een scherpe resonantiekromme. In geval *a*) is de gemiddelde frequentie van het signaal gelijk aan de resonantiefrequentie, in geval *b*) ligt de signaalfrequentie in het hellende gedeelte van de resonantiekromme. Boven ziet men de ingangsspanning, beneden de uitgangsspanning van de versterker.

Aan de hand van de afstemkrommen van een groot aantal moderne superheterodyne-ontvangers werd nagegaan, hoeveel frequentiemodulatie toelaatbaar is, wanneer men de gevoeligheid of de resonantiekromme van een toestel met een nauwkeurigheid van 10% wenscht te kunnen bepalen. Het blijkt dan, dat voor gevoeligheidsmetingen een frequentiemodulatie groter dan 200 per/sec ontoelaatbaar is, terwijl deze grens voor het meten van de resonantiekrommen van superheterodyne-ontvangers zelfs slechts 30 per/sec bedraagt. Maar aangezien de selectiviteit van de ontvangers practisch uitsluitend door het middenfrequente gedeelte wordt bepaald, geldt deze laatste eisch slechts voor betrekkelijk lage frequenties.

Hoe kan de ongewenste frequentiemodulatie

nu vermeden worden? Daartoe wordt niet in de oscillatorbuis zelf gemoduleerd maar in de hierop aangesloten versterkertrap. Nu veranderen weliswaar de buiscapaciteiten van de versterkerbuis onder de invloed van de modulatie, maar aangezien de versterkertrap, zooals wij besproken hebben, slechts zeer zwak met de voorgaande oscillatortrap is gekoppeld, hebben deze variaties practisch geen invloed op de resonantiefrequentie van de oscillatorkring. Op deze wijze is bereikt, dat de voor gevoeligheidsmetingen toegelaten frequentiemodulatie van 200 per/sec voor oscillatorfrequenties tot 30 Mper/sec niet wordt overschreden. Voor frequenties tot 1,5 Mper/sec (200 m) blijft de frequentiemodulatie zelfs ruimschoots binnen de voor selectiviteitsmetingen aangegeven grens van 30 per/sec.

Constructie van het apparaat

Naarmate een toestel in grootere series wordt gefabriceerd, zal men bij de constructie steeds meer de nadruk leggen op een gemakkelijke wijze van vervaardigen, terwijl men aan de andere kant steeds grootere kosten kan besteden aan het hiertoe te gebruiken gereedschap. Op deze wijze komt men bij radio-ontvangtoestellen tot een veelvuldig gebruik van geperste onderdelen, die weliswaar kostbare matrijzen noodig maken, maar verder de fabricage zeer vereenvoudigen.

Aangezien de meetoscillator niet in series van tienduizenden wordt vervaardigd, was het maken van dure matrijzen voor dit apparaat niet gewenscht. Derhalve werden geen speciale geperste onderdelen gebruikt. Het chassis werd als een gesloten lichaam uit plaatijzer opgebouwd.

Bij de opbouw werd getracht de onderdelen zooveel mogelijk samen te vatten tot kleine zelfstandige groepen (units), die onafhankelijk van elkaar gemaakt en gecontroleerd kunnen worden. De bedrading van het oscillatorgedeelte werd zoo kort mogelijk gehouden, daar de verbindingsdraden steeds een bron zijn van individuele verschillen tusschen de toestellen van een serie, zoodat zij tot moeilijkheden bij het ijken van de toestellen zouden kunnen leiden.

Een belangrijke verkorting van de bedrading van de oscillatorkring werd verkregen door een eenigszins ongewone constructie van de golflengteschakelaar. De golflengteschakelaar is in het algemeen zoo geconstrueerd, dat hij de aansluitklemmen van de draaicondensator overschakelt op de verschillende zelfinductiespoelen. Hiertoe moet elke spoel met de golflengteschakelaar verbonden worden door middel van een aantal draden. Bij de meetoscillator zijn deze verbindingsdraden vermeden

door als golflengteschakelaar een roterend spoelenstel te gebruiken (zie fig. 7). Draait men de scha-

spoel door een andere combinatie van spoelen vervangen, terwijl overigens de geheele schakeling en

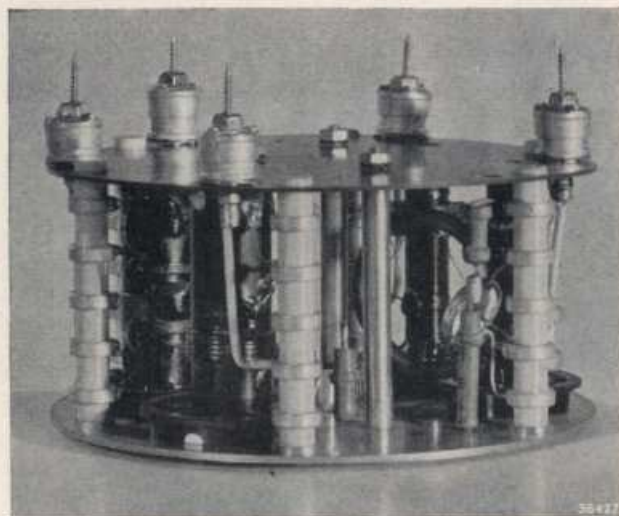


Fig. 7. De spoelenstellen van de meetoscillator zijn op de golflengteschakelaar gemonteerd, zoodat telkens bij het overschakelen van het frequentiegebied één stel spoelen (afstemspoel en twee koppelspoelen) door een ander stel spoelen wordt vervangen, terwijl alle verbindingsdraden van de schakeling op hun plaats blijven. Voor het kortste golfgebied is een oscillatorspoel van een winding gebruikt, die in de afbeelding duidelijk is te zien; de overige spoelen zijn gewikkeld op spoelkokers, die op de grondplaat zijn geplaatst.

kelaar van een stand tot de volgende, dan worden de zelfinductiespoel en de bijbehorende terugkoppel-

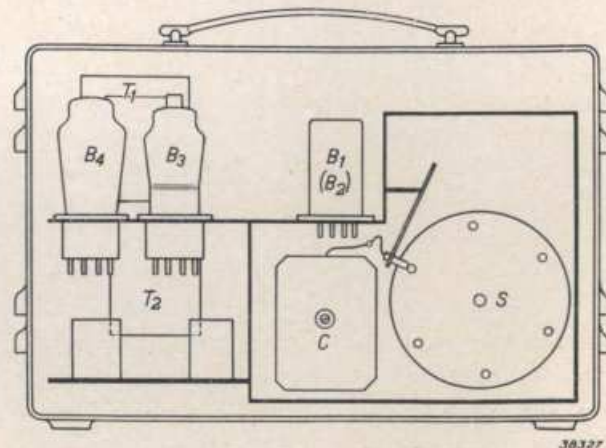


Fig. 8. Achteraanzicht van de geopende meetoscillator GM 2882. B_1 oscillatorbuis, afgeschermd door een bus, B_2 de daarachter geplaatste buis van de „versterker”-trap, B_3 oscillatorbuis voor de modulatiefrequentie, B_4 gelijkrichterbuis van het voedingsapparaat; T_1 voedingstransformator, T_2 transformator van de modulatoretrap, C afstemcondensator, S draaibaar spoelenstel. Bij de rangschikking van de onderdelen is het principe gevolgd, dat de onderdelen, welke de meeste warmte ontwikkelen, bovenaan zijn geplaatst en door schotten zijn gescheiden van de condensator en het spoelenstel.

bedrading ongewijzigd blijft. De bedradingscapaciteiten en bedradings-zelfinducties blijven dus eveneens ongewijzigd en kunnen zeer klein worden gehouden, zoodat men bij elke stand van de draaicapacitor de



Fig. 9. Buitenaanzicht van de meetoscillator GM 2882. Het toestel heeft slechts vier bedieningsknoppen, nl. de afstemknop, de golfschakelaar, de verzwakker en een gecombineerde schakelaar voor het in- en uitschakelen van het toestel en het kiezen van inwendige of uitwendige modulatie.

zekerheid heeft, dat de golflengten van de oscillator-signalen, die bij het draaien van de golflengteschakelaar achtereenvolgens worden opgewekt, exact dezelfde verhouding bezitten als de wortels uit de zelfinducties van de spoelen. Dit heeft het voordeel, dat men voor verschillende frequentiegebieden, zooals bijv.:

0,1 - 0,3	Mper/sec
1,0 - 3,0	"
10 - 30	"

dezelfde schaal kan gebruiken.

Fig. 8 geeft een beeld van de geopende achterzijde van het toestel, waaruit men de plaatsing van de hoofdonderdeelen kan opmaken. Teneinde een verwarming van de oscillatorkring zooveel mogelijk te vermijden, zijn het voedingsgedeelte en alle buizen afgeschermd ten opzichte van de draaicondensator en het spoelenstel. Bovendien zijn de laatstgenoemde beneden in de kast geplaatst, terwijl de warmtebronnen boven staan en hun warmte door middel van luchtcirculatie af kunnen staan.

De draaicondensator wordt door middel van een wrijvingskoppeling aangedreven, via een tweede koppeling, die in axiale richting meegevend is, zoodat uitwendige krachten op de afstemknop geen invloed op de afstand tusschen de platen van

de twee pakketten kunnen hebben. De wijzer van de schaal wordt door middel van een snaaroverbrenging aangedreven door de condensatoras. Door afregelen van de draaicondensator wordt in ieder apparaat gezorgd, dat de schaal op zeven punten exact de juiste waarde aanwijst: de mogelijke fouten op andere plaatsen van de schaal blijven dan binnen de waarnemingsgrens bij het aflezen. Schaal en wijzer zijn achter een glazen venster aangebracht, zoodat beschadiging tijdens het vervoer is uitgesloten. Samen met de soepele overbrenging tusschen de afstemknop en de condensator biedt dit de grootste waarborg, dat de ijking lange tijd nauwkeurig blijft.

Fig. 9 geeft tenslotte een buitenaanzicht van de meetoscillator. Behalve de reeds behandelde instelmogelijkheden, nl. de schakelaar voor de golfgebieden, de draaicondensator en de verzwakker, is slechts nog één bedieningsknop aanwezig. Dit is een gecombineerde schakelaar voor in- en uit-schakelen van het apparaat en voor het overgaan van inwendige modulatie naar uitwendige modulatie. Bij deze laatste kan de gewenschte modulatie-spanning van buiten af worden toegevoerd; de buis van de laagfrequente oscillator dient hierbij als versterkerbuis.

OVERZICHT VAN RECENTE WETENSCHAPPELIJKE PUBLICATIES DER N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN

1529: M. J. O. Strutt und A. van der Ziel: Methoden zur Kompensierung der Wirkungen verschiedener Arten von Schrotheffekt in Elektronenröhren und angeschlossenen Stromkreisen (*Physica* **8**, 1-22, Jan. 1941).

De verschillende soorten spontane fluctuaties van stroom en spanning in elektronenbuizen en daarmee samenhangende elektrische trillingskringen worden besproken, benevens de principes der schakelingen, die men kan toepassen, teneinde deze spontane fluctuaties in meerdere of mindere mate te onderdrukken. Bij dergelijke compensatieschakelingen hebben wij steeds te maken met een bepaalde wijze van terugkoppelen. Zoo kan men bijv. de invloed der fluctuaties van de stroom, die door de kathode wordt uitgezonden, ten deele

onderdrukken in de anodeleiding. Verder kunnen de door het schermrooster veroorzaakte stroomverdeelingsfluctuaties gecompenseerd worden en ook de fluctuaties der secundaire emissie. Bij tamelijk hoge frequenties treden er stroomfluctuaties op in het negatieve stuurrooster, welke goed kunnen worden gecompenseerd en zelf zijn te gebruiken voor het compenseeren van de fluctuaties in de emissie der kathode. De verhouding tusschen signaalspanning en fluctuatiespanning wordt voor de verschillende compensatieschakelingen nader besproken, waarbij het blijkt, dat deze verhouding niet steeds wordt vergroot, wanneer de fluctuaties zelf worden verminderd. Met het toepassen van dergelijke compensatieschakelingen op nieuwe gevallen moet men dus voorzichtig zijn.